

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SABRINA DE ANGELI SOUZA

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM GERADOR SÍNCRONO VIRTUAL E
DESENVOLVIMENTO DE UMA ESTRATÉGIA DE SINTONIA PARA
SEU SISTEMA DE EXCITAÇÃO E GOVERNADOR DE VELOCIDADE**

VITÓRIA
2017

SABRINA DE ANGELI SOUZA

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM GERADOR SÍNCRONO VIRTUAL E
DESENVOLVIMENTO DE UMA ESTRATÉGIA DE SINTONIA PARA
SEU SISTEMA DE EXCITAÇÃO E GOVERNADOR DE VELOCIDADE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo - UFES, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação

VITÓRIA
2017

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Setorial Tecnológica,
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

S729i Souza, Sabrina de Angeli, 1989-
Implementação de um gerador síncrono virtual e
desenvolvimento de uma estratégia de sintonia para seu
sistema de excitação e governador de velocidade / Sabrina de
Angeli Souza. – 2017.
115 f. : il.

Orientador: Lucas Frizera Encarnação.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Geração distribuída de energia elétrica. 2. Maquinas
eletricas síncronas. 3. Eletrônica de potência. 4. Dínamos. 5.
Inércia Virtual. I. Encarnação, Lucas Frizera. II. Universidade
Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

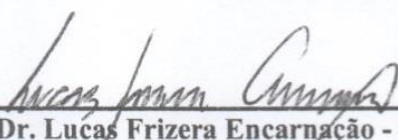
SABRINA DE ANGELI SOUZA

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM GERADOR SÍNCRONO VIRTUAL E
DESENVOLVIMENTO DE UMA ESTRATÉGIA DE SINTONIA PARA
SEU SISTEMA DE EXCITAÇÃO E GOVERNADOR DE VELOCIDADE**

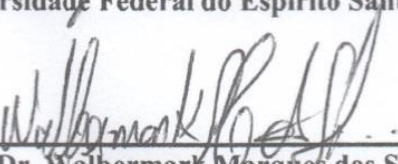
Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 02 de junho de 2017.

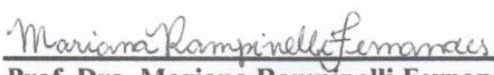
BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação - Orientador
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES



Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES



Prof. Dra. Mariana Rampinelli Fernandes
Instituto Federal do Espírito Santo - IFES

“É muito melhor lançar-se em busca de conquistas grandiosas, mesmo expondo-se ao fracasso, do que alinhar-se com os pobres de espírito, que nem gozam muito nem sofrem muito, porque vivem numa penumbra cinzenta, onde não conhecem nem vitória, nem derrota.”

(Theodore Roosevelt)

À minha família

Agradecimentos

Eu gostaria de expressar meu apreço e gratidão aos muitos colegas que, com suas idéias, sugestões e críticas, contribuíram para melhorar este trabalho. Em particular sou muito grata ao meu orientador Lucas Encarnação e ao doutorando Daniel Carletti pela disponibilidade, colaboração, conhecimentos transmitidos e pela confiança depositada em mim ao longo de todo o trabalho.

Sou muito grata também aos demais professores do LEPAC por terem feito parte da minha vida nos últimos anos e com os quais eu tive a honra de poder compartilhar conhecimentos.

Agradeço aos colegas de laboratório pela alegria, amizade e ajuda durante a realização das pesquisas e simulações, em especial ao Odair de Barros, Weder Nunes, Marcelo Brunoro, Arthur Amorim, Thiago Molino, Rodrigo Fiorotti, Netalianne Heringer, Tiara Rodrigues e muitos outros que de alguma forma fizeram parte desta caminhada.

Gostaria de agradecer a banca examinadora desta pesquisa, o Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos e a Prof. Dra. Mariana Rampinelli Fernandes, pelas contribuições acrescentadas a este trabalho. Sou grata também ao CNPq pela concessão da bolsa de estudos.

Finalmente, agradeço a minha família por sua paciência e compreensão durante as muitas horas de trabalho dedicadas a esta dissertação.

Resumo

Com a expansão e crescente integração das fontes de gerações distribuídas, a estrutura tradicional de geração dominada por máquinas síncronas e plantas de potência centralizadas está sendo modificada. Portanto, como essas fontes de geração não síncronas são caracterizadas por uma desprezível inércia rotacional e por um amortecimento pobre, o Gerador Síncrono Virtual (VSG) surge como uma solução para melhorar a estabilidade transitória da rede. O Gerador Síncrono Virtual (VSG) consiste em uma estratégia de controle para fazer com que o conversor na interface entre a unidade de Geração Distribuída e a rede opere como uma máquina síncrona, do ponto de vista da rede.

Este trabalho é focado na implementação de um VSG e na sintonia dos seus controladores a fim de garantir uma resposta temporal adequada. Uma metodologia de projeto de controle baseada no local das raízes é proposta para os controladores de tensão e de velocidade separadamente. Por fim, para validar o modelo do VSG, seus resultados de simulação no domínio do tempo serão comparados com os de um gerador síncrono equivalente quando a rede é submetida a alguns distúrbios.

Abstract

The diffusing utilization of distributed generation units has changed the traditional structure dominated by synchronous machines and centralized power plants. Hence, as these sources have small rotating mass and are poorly damped, the VSG is a solution to improve power grid transient stability. The Virtual Synchronous Generator (VSG) consist in a control strategy to make a converter interface between a Distributed Generation unit and the grid operate as a Synchronous Machine.

This Master's thesis is focused on a VSG implementation and its control mechanism, including a methodology for controller tuning and stability improvement by means of the system eigenvalues location with respect to the controllers parameters. Models for all VSG elements are detailed in order to exhibit the relation of the voltage and speed controllers with system parameters. Finally, the validity and accuracy of the presented VSG are obtained comparing results from time-domain simulation of a VSG with an equivalent synchronous machine during some disturbance events.

Sumário

Sumário.....	ix
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xiv
Capítulo 1: Introdução	15
1.1 Objetivos do Trabalho	16
1.2 Organização do Trabalho.....	17
Capítulo 2: Modelagem de uma Máquina Síncrona	18
2.1 Considerações acerca da Modelagem do Gerador Síncrono	18
2.2 Sistema Coordenadas nos Eixos Direto e Quadratura	18
2.3 Descrição Matemática de uma Máquina Síncrona	19
2.3.1 Equações do Circuito do Estator	21
2.3.2 Equações do Circuito do Rotor.....	22
2.3.3 Representação Segundo os Eixos dq no Referencial do Rotor.....	23
2.4 Definição dos Parâmetros de uma Máquina Síncrona	26
2.4.1 Análise do Regime Permanente.....	26
2.4.2 Análise do Período Transitório.....	27
2.4.3 Análise do Período Subtransitório	29
2.5 Modelagem Mecânica e Cálculo de Potência	30
2.6 Os Diferentes Modelos da Máquina Síncrona	32
2.6.1 Modelo de 6º ordem.....	33
2.6.2 Modelo de 5º ordem.....	34
2.6.3 Modelo de 4º ordem.....	35
2.6.4 Modelo de 3º ordem.....	35
2.6.5 Modelo de 2º ordem.....	36
Capítulo 3: Modelagem do Sistema de Excitação e do Governador de Velocidade	38
3.1 Modelos para a Turbina e para o Governador de Velocidade	39
3.1.1 Modelagem Analítica da Turbina	39
3.1.2 Modelagem Analítica do Governador de Velocidade	40
3.2 Sistema de Excitação	42
3.2.1 Tipos de Sistema de Excitação	43
3.2.1.1 Sistema de excitação CC	43
3.2.1.2 Sistema de excitação CA	43

3.2.1.3 Sistema de excitação estático	44
3.2.2 Funções de Controle e Proteção	44
Capítulo 4: Sintonia do Governador de Velocidade e do Sistema de Excitação	48
4.1 Análise de Estabilidade.....	48
4.1.1 A Estabilidade e os Pólos do Sistema.....	48
4.1.2 O Critério de Estabilidade de Routh-Hurwitz	50
4.2 Análise da Resposta Transiente	52
4.2.1 Sistemas de Primeira Ordem	52
4.2.2 Sistemas de Segunda Ordem	54
4.2.2.1 Sistemas Subamortecidos	54
4.2.2.2 Sistemas Criticamente amortecidos.....	55
4.2.2.3 Sistemas Superamortecidos	56
4.2.3 Sistemas de Ordem Superior	57
4.2.4 Análise de Desempenho com Base na Resposta Transiente.....	57
4.2.5 Especificações da Resposta Transiente	59
4.3 Projeto de controladores por alocação de pólos	62
4.3.1 Controlador PI para um sistema de primeira ordem.....	62
4.3.2 Controlador PID para um sistema de segunda ordem	63
4.4 Modelo do Gerador Síncrono no Domínio de Laplace.....	65
4.5 Método de Sintonia dos Controladores.....	67
4.5.1 Sintonia do Governador de Velocidade.....	67
4.5.2 Sintonia do Sistema de Excitação.....	69
Capítulo 5: Implementação do VSG e Resultados de Simulação	76
5.1 Implementação do VSG.....	77
5.2 Sistema Proposto	78
5.2.1 O Inversor	79
5.2.2 O Filtro LCL.....	81
5.2.3 Sintonia do Governador de Velocidade e do Sistema de Excitação.....	82
5.2.4 Metodologia de Validação.....	84
Capítulo 6: Conclusões	104
6.1 Sugestões para trabalhos futuros	105
Referências Bibliográficas.....	106
Apêndice A: Coeficientes e Funções de Transferência para o Modelo do Gerador Síncrono no Domínio de Laplace	109

Apêndice B: Produção Científica	110
Apêndice C: Medidas de Corrente e Tensão no Inversor	111

Lista de Figuras

Figura 1: Diagrama esquemático de uma máquina síncrona trifásica	19
Figura 2: Diagrama esquemático com os circuitos do rotor e do estator.....	20
Figura 3: Componentes de um sistema de geração clássico baseado em uma máquina síncrona.	38
Figura 4: Diagrama de blocos de uma turbina com 3 seções de conversão, onde <i>P_b</i> é a potência do vapor de entrada e onde <i>P_m</i> é a potência mecânica no eixo.	40
Figura 5: Diagrama simplificado de um governador de velocidade.....	41
Figura 6: Diagrama de blocos funcional de um sistema de excitação para um gerador síncrono.	42
Figura 7: Circuitos de proteção e controle para um sistema de excitação.....	45
Figura 8: Diagrama exemplificando o mecanismo de um compensador de carga	46
Figura 9: Compensador para estabilização do sistema de excitação.	46
Figura 10: Possíveis localizações dos pólos e sua influência no sinal de saída.	49
Figura 11: Tabulação de Routh-Hurwitz	50
Figura 12: Resposta de um sistema de primeira ordem a um degrau unitário.....	53
Figura 13: Resposta de um sistema de segunda ordem ao degrau unitário, para diferentes valores da constante de amortecimento ξ	56
Figura 14: Curva de resposta ao degrau unitário mostrando <i>tr, tp, Mp e ts</i>	59
Figura 15: Região no lugar das raízes que atende aos requisitos de desempenho do sistema..	60
Figura 16: A influência dos pólos dominantes na resposta transiente.....	61
Figura 17: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada contendo o gerador síncrono, o governador de velocidade e o sistema de excitação.	66
Figura 18: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada para controle de velocidade. ..	68
Figura 19: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada para controle de tensão.....	70
Figura 20: Conceito geral de um VSG.	76
Figura 21: Implementação VSG baseado na referências de tensão.	77
Figura 22: Visão geral do diagrama funcional e da estrutura de controle aplicada para o sistema simulado.	78
Figura 23: Diagrama funcional completo do sistema simulado.	79
Figura 24: Estrutura do inversor trifásico.....	80
Figura 25: Modulação por largura de pulsos senoidal.....	81
Figura 26: Topologia de um filtro LCL.....	82
Figura 27: Lugar das raízes indicando os pólos de malha fechada escolhidos.....	84
Figura 28: Esquemático da simulação do sistema com um gerador síncrono.	85
Figura 29: Tensão do terminal para diferentes ganhos do governador de velocidade.....	86

Figura 30: Potência ativa para diferentes ganhos do governador de velocidade.....	87
Figura 31: Potência reativa para diferentes ganhos do governador de velocidade.....	88
Figura 32: Velocidade do rotor para diferentes ganhos do governador de velocidade	89
Figura 33: Tensão terminal para diferentes ajustes do sistema de excitação.	91
Figura 34: Potência ativa para diferentes ajustes do sistema de excitação.....	91
Figura 35: Potência reativa para diferentes ajustes do sistema de excitação.....	92
Figura 36: Velocidade do rotor para diferentes ajustes do sistema de excitação.	92
Figura 37: Resposta do sistema de controle de tensão para os parâmetros propostos.....	93
Figura 38: Resposta do sistema de controle de tensão para os parâmetros referentes ao caso 1.	94
Figura 39: Resposta do sistema de controle de tensão para os parâmetros referentes ao caso 2.	95
Figura 40: Resposta do sistema de controle de tensão para os parâmetros referentes ao caso 3.	95
Figura 41: Sensibilidade da tensão terminal aos parâmetros internos da máquina síncrona e da reatância de linha	97
Figura 42: Sensibilidade da potência ativa aos parâmetros internos da máquina síncrona e da reatância de linha	98
Figura 43: Sensibilidade da potência reativa aos parâmetros internos da máquina síncrona e da reatância de linha	99
Figura 44: Sensibilidade da velocidade do rotor aos parâmetros internos da máquina síncrona e da reatância de linha	100
Figura 45: Comparação dos resultados de simulação da tensão terminal entre um VSG e uma máquina síncrona equivalente	101
Figura 46: Comparação dos resultados de simulação da potência ativa entre um VSG e uma máquina síncrona equivalente	101
Figura 47: Comparação dos resultados de simulação da potência reativa entre um VSG e uma máquina síncrona equivalente	102
Figura 48: Comparação dos resultados de simulação da velocidade do rotor entre um VSG e uma máquina síncrona equivalente.....	102

Lista de Tabelas

Tabela 1: Diferentes modelos para uma máquina síncrona	33
Tabela 2: Coeficientes da Função de Transferência em Malha Fechada.....	71
Tabela 3: Coeficientes da Função de Transferência em Malha Fechada Considerando o Modelo de 4ª ordem para uma Máquina Síncrona	72
Tabela 4: Parâmetros do Sistema para Simulação	79
Tabela 5: Parâmetros do Sistema para Simulação	83
Tabela 6: Parâmetros do Governador de Velocidade e do Sistema de Excitação	84
Tabela 7: Ajuste dos parâmetros para o Sistema de Excitação	90

Capítulo 1: Introdução

A capacidade instalada das unidades de geração distribuída (GD) no sistema elétrico de potência está crescendo rapidamente e um alto índice de participação das fontes renováveis na oferta mundial de energia é esperado para as próximas décadas. Por exemplo, até o final de 2017, o estado do Piauí receberá a maior usina de energia solar já construída na América Latina, com capacidade instalada de 292 MW e produção anual estimada em 600 GWh [1]. Portanto, a estrutura tradicional de energia dominada por uma estrutura centralizada está sendo substituída por uma geração menor e mais distribuída.

A integração crescente das unidades GD ocorre em razão de utilizarem tecnologias limpas de geração, de causarem impactos ambientais significativamente menores, devido a necessidade de substituição das fontes não renováveis, pela diminuição dos custos totais de investimento em transmissão e distribuição e graças ao avanço das tecnologias de geração de pequeno porte [2]. As tecnologias das unidades GD incluem painéis fotovoltaicos, turbinas eólicas, células de combustível e conjuntos de turbinas de pequeno porte para plantas hidrotérmicas.

O modelo tradicional de geração de energia elétrica conhecido por geração centralizada é caracterizado pela construção de usinas de grande ou médio porte distantes das cargas alimentadas, às quais se conectam por meio de linhas de transmissão de alta tensão. A geração distribuída, por sua vez, é caracterizada pelo uso de geradores descentralizados instalados próximo aos locais de consumo.

No modelo de geração centralizada, o conjunto de geradores síncronos interligados e sua inércia rotacional permitem considerar a rede como um barramento infinito, com parâmetros como tensão, frequência e sequência de fase constantes mesmo durante uma falha grave ou em resposta a uma perturbação. Com a transição de um modelo de produção de energia centralizada para geração distribuída surgem novos desafios relacionados aos impactos na estabilidade e na controlabilidade global da rede.

A principal desvantagem relacionada a essas fontes é a pequena massa rotacional e o amortecimento pobre. Além disso, a maioria das tecnologias de GD só trabalha para fornecer o máximo de potência ativa na rede sem considerar a estabilidade do sistema de potência. Como efeito das propriedades de baixa inércia e amortecimento das unidades GD, a estabilidade transitória do sistema de potência correspondente é reduzido, de modo que a rede pode não ser

mais capaz de suportar grandes perturbações como curto-circuito, perda de uma geração, mudança de uma demanda de carga ou mesmo o desligamento de uma porção da linha de transmissão.

De modo geral, algumas unidades GD de pequeno porte não afetam a estabilidade da rede e, portanto, sua influência pode ser desconsiderada. Porém, um grande número de unidades GD com capacidade de potência instalada superior é capaz de afetar a dinâmica do sistema de energia. Portanto, faz-se necessária uma solução para melhorar a estabilidade do sistema de potência e garantir a integração crescente das unidades GD.

Uma solução proposta já discutida nas referências [3-7] consiste em controlar a operação do inversor/conversor eletrônico de potência que faz interface entre a rede e a GD para imitar o comportamento de uma máquina síncrona. Esse conceito é conhecido como Gerador Síncrono Virtual (*Virtual Synchronous Generator* - VSG) e equivale a um mecanismo de controle através do qual a GD pode reproduzir as características estáticas e dinâmicas de uma máquina síncrona real através de uma interface eletrônica.

Este trabalho apresenta a implementação de um VSG, bem como seus mecanismos de controle, incluindo uma metodologia para sintonia do governador de velocidade e do sistema de excitação por meio da alocação de pólos. Modelos para todos os elementos do VSG serão detalhados a fim de explicitar a relação dos controladores de tensão e velocidade com os parâmetros do sistema. Finalmente, uma validação do VSG apresentado será obtida comparando os resultados de sua simulação no domínio do tempo com os de uma máquina síncrona equivalente durante algumas perturbações na rede.

1.1 Objetivos do Trabalho

Os objetivos deste trabalho são os seguintes:

- Estudar diferentes modelos de geradores síncronos para entender seu comportamento estático e dinâmico e desenvolver um Gerador Síncrono Virtual;
- Analisar os controladores de tensão e de velocidade para uma máquina síncrona e desenvolver um método de sintonia para eles baseado nos parâmetros do sistema;
- Implementar um Gerador Síncrono Virtual capaz de imitar o comportamento estático e dinâmico de um gerador síncrono e aplicar a seus controladores os parâmetros de sintonia obtidos para uma máquina síncrona equivalente;
- Validar o Gerador Síncrono Virtual proposto e a estratégia de sintonia através de sua resposta temporal utilizando o *software* EMTDC/ PSCAD.

1.2 Organização do Trabalho

O trabalho foi dividido em seis capítulos que apresentam os conhecimentos e referências que são pré-requisitos para os assuntos tratados nesta dissertação, bem como os resultados e conclusões obtidos.

O segundo capítulo apresenta a modelagem matemática de uma Máquina Síncrona, descrevendo todos os seus parâmetros e seu comportamento durante os períodos transitórios e regime permanente. Nesse capítulo ainda serão apresentados 6 modelos distintos, que podem ser selecionados em função das necessidades de complexidade e precisão envolvidas no estudo.

O terceiro capítulo é dedicado à breve exposição dos modelos de governadores de velocidade e dos sistemas de excitação. Nesse sentido, serão descritas as características, o funcionamento e as funções de proteção que dizem respeito a cada um dos modelos.

O quarto capítulo introduz os conceitos de análise de estabilidade e análise da resposta transitória e os emprega no desenvolvimento da estratégia de sintonia para o governador de velocidade e para o sistema de excitação de uma máquina síncrona.

A implementação do Gerador Síncrono Virtual proposto e a sintonia dos seus controladores é realizada no Capítulo 5. São também apresentados os dados de simulação e os resultados obtidos quando os parâmetros sintonizados para uma máquina síncrona são aplicados a um VSG equivalente. Por fim, são comparadas as respostas temporais do VSG e de uma máquina síncrona correspondente a fim de validar o VSG implementado.

Finalmente, o Capítulo 6 encerra com as conclusões a respeito do estudo e com as propostas de continuidade do trabalho.

Capítulo 2: Modelagem de uma Máquina Síncrona

O sistema de potência tradicional é baseado em poucas gerações elétricas de grande porte interligadas ao sistema de transmissão, as quais geralmente correspondem a centrais termoelétricas ou hidroelétricas, cuja eletricidade é produzida através da conversão eletromecânica realizada por meio de geradores síncronos. Portanto, o estudo do modelo e das características de uma máquina síncrona é fundamental para a análise de transitórios e na estabilidade do sistema elétrico.

Como o foco desta dissertação está na implementação e controle de um gerador síncrono virtual, o conhecimento do equacionamento matemático torna-se um pré-requisito para o seu projeto. Neste capítulo, será descrito em detalhes o modelo matemático de uma máquina síncrona e uma breve caracterização do seu comportamento estacionário e dinâmico.

2.1 Considerações acerca da Modelagem do Gerador Síncrono

Durante a manipulação das equações de uma máquina síncrona serão realizadas as seguintes considerações:

- a) Será considerado um gerador síncrono de pólos salientes para esta modelagem.
- b) O enrolamento trifásico do estator é simétrico.
- c) Os enrolamentos do estator possuem uma distribuição espacial senoidal ao longo do entreferro e leva-se em conta os efeitos mútuos com relação ao rotor.
- d) Cada um dos enrolamentos distribuídos pode ser representado por um enrolamento concentrado.
- e) As ranhuras do estator não provocam variação sensível nas indutâncias do rotor em virtude do movimento do rotor.
- f) As perdas por histerese magnética são desprezíveis.
- g) Os efeitos da saturação magnética são desconsiderados.

2.2 Sistema Coordenadas nos Eixos Direto e Quadratura

Para facilitar a análise do modelo matemático de uma máquina síncrona será adotado o sistema de coordenadas nos eixos dq , que permite que as equações do estator e rotor sejam referenciadas a um sistema de coordenadas comum [8]. Os eixos são definidos conforme mostrado na Figura 1.

- O eixo direto (d) está centrado magneticamente ao longo dos pólos e, portanto, constitui um caminho de menor relutância
- O eixo em quadratura (q) está 90° elétricos adiantados do eixo d .

A posição do estator em relação ao rotor é medida pelo ângulo θ formado entre o eixo d e o eixo magnético correspondente aos enrolamentos da fase a .

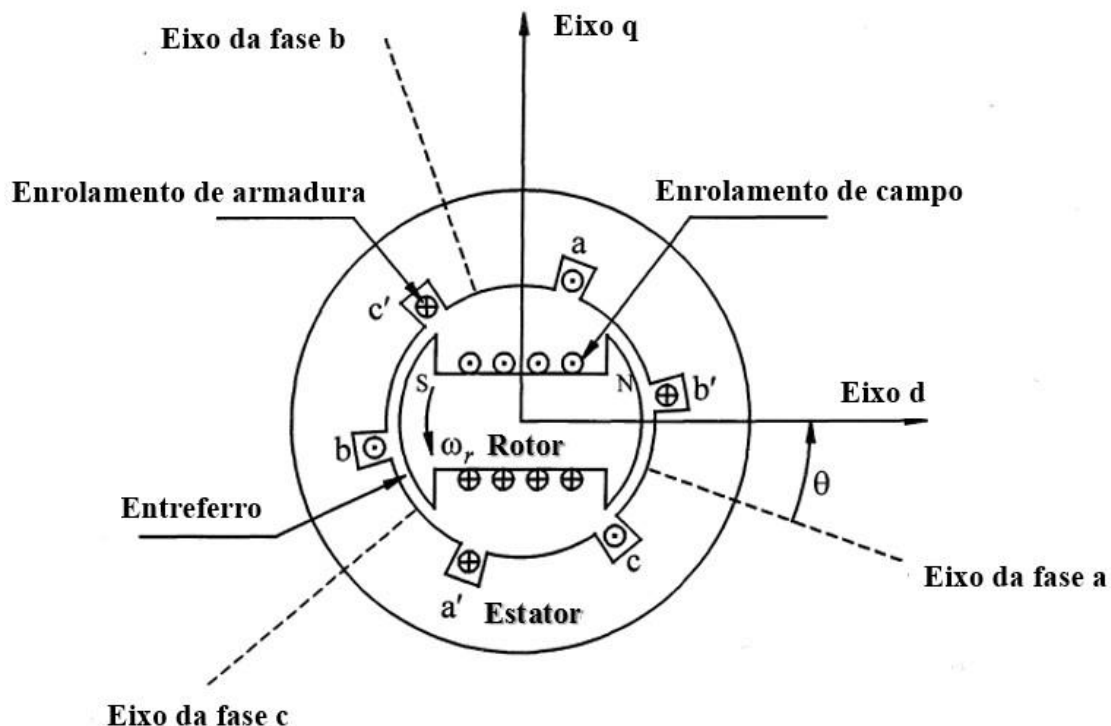


Figura 1: Diagrama esquemático de uma máquina síncrona trifásica.

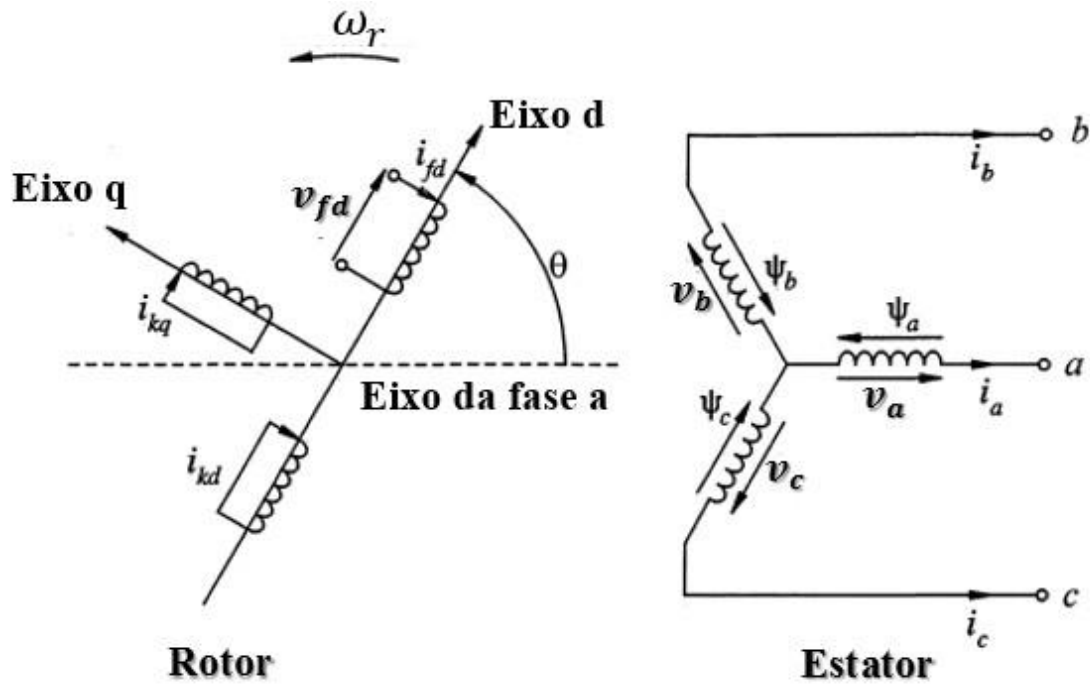
Fonte: Kundur (1994, p 46), modificado pelo autor

2.3 Descrição Matemática de uma Máquina Síncrona

A máquina síncrona trifásica é composta de três enrolamentos no estator – enrolamentos das fases abc –, um enrolamento de campo localizado no rotor e pelo enrolamento amortecedor alojado em ranhuras na superfície do rotor.

Os enrolamentos de armadura, os quais transportam a corrente de carga e fornecem potência para o sistema, estão localizados no estator e consistem em um conjunto de enrolamentos trifásicos. O circuito do rotor, por sua vez, compreende os enrolamentos de campo e os amortecedores. Os enrolamentos de campo são alimentado com corrente contínua e produzem um fluxo magnético girante cuja intensidade é proporcional a corrente. Esse fluxo magnético girante então induz uma força magnetomotriz (MMF) em cada uma das fases dos

enrolamentos de armadura do estator, provocando a circulação de corrente alternada pelos mesmos. Essas correntes alternadas então produzem um fluxo magnético de reação de armadura, cuja intensidade é constante, porém que gira na mesma velocidade angular que o rotor. O efeito combinado do fluxo de excitação e do fluxo de reação produzido pelos enrolamentos de armadura gera um fluxo resultante que é estacionário em relação ao rotor, mas que gira com uma velocidade ω_r quando o referencial está no estator.



- a, b, c : Enrolamentos de fase do estator
- fd : Enrolamento de campo
- kd : Enrolamento amortecedor no eixo d
- kq : Enrolamento amortecedor no eixo q
- $k = 1, 2, \dots, n$; n = número de circuitos amortecedores
- θ = Posição angular do rotor
- ω_r = Velocidade angular do rotor

Figura 2: Diagrama esquemático com os circuitos do rotor e do estator.

Fonte: Kundur (1994, p 55), modificado pelo autor

Na Figura 2, estão apresentados os circuitos considerados na análise da máquina síncrona, onde:

v_a, v_b, v_c : tensões de fase nos enrolamentos do estator,

i_a, i_b, i_c : correntes nos enrolamentos do estator,

v_{fd} : tensão no enrolamento de campo,

i_{fd} : corrente no enrolamento de campo,

i_{kd}, i_{kq} : corrente nos enrolamentos amortecedores,

ψ_a, ψ_b, ψ_c : fluxo concatenado pelos enrolamentos de estator.

Em razão do foco deste estudo e por questões de simplicidade, serão considerados apenas 2 enrolamentos amortecedores, um para cada eixo conforme representado na Figura 2. Esses enrolamentos tem como função amortecer oscilações que ocorrem em condições transitórias, como por exemplo, uma retirada brusca de carga, alterações súbitas de tensão e variações de velocidade. Os terminais desses enrolamentos são curto-circuitados e, portanto, sua tensão terminal é nula.

O ângulo θ define a posição instantânea do rotor com relação a referência estacionária estabelecida no eixo a . Sendo ω_r a velocidade angular do rotor, tem-se que:

$$\theta = \omega_r \cdot t \quad (2.1)$$

Aplicando-se aos circuitos da Figura 2 a teoria acoplamento magnético, a qual relaciona fluxos concatenados às correntes através das indutâncias próprias e mútuas, pode-se descrever o modelo elétrico de uma máquina síncrona.

2.3.1 Equações do Circuito do Estator

Aplicando a lei de Kirchhoff ao circuito do estator representado na Figura 2, obtém-se as tensões nos terminais do estator descritas pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{d\psi_a}{dt} - R_a \cdot i_a \\ v_b &= \frac{d\psi_b}{dt} - R_a \cdot i_b \\ v_c &= \frac{d\psi_c}{dt} - R_a \cdot i_c \end{aligned} \quad (2.2)$$

Em que R_a corresponde a resistência de armadura. Como todos os enrolamentos são magneticamente acoplados, o fluxo concatenado em cada enrolamento depende da corrente em todos os demais. Consequentemente, o fluxo concatenado pelos enrolamentos da fase a é dado por:

$$\psi_a = -l_{aa}i_a - l_{ab}i_b - l_{ac}i_c + l_{fa}i_f + l_{ka}i_k + l_{qa}i_q \quad (2.3)$$

Procedendo de maneira análoga, o fluxo concatenado pelos enrolamentos das fases *b* e *c*, pode ser descrito como:

$$\psi_b = -l_{ba}i_a - l_{bb}i_b - l_{bc}i_c + l_{fb}i_f + l_{kb}i_k + l_{qb}i_q \quad (2.4)$$

$$\psi_c = -l_{ca}i_a - l_{cb}i_b - l_{cc}i_c + l_{fc}i_f + l_{kc}i_k + l_{qc}i_q \quad (2.5)$$

onde:

l_{aa}, l_{bb}, l_{cc} : indutâncias próprias dos enrolamentos de estator,

$l_{ab}, l_{ba}, l_{ba}, l_{cb}, l_{bc}, l_{cb}$: indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator,

$l_{fa}, l_{fb}, l_{fc}, l_{ka}, l_{kb}, l_{kc}, l_{qa}, l_{qb}, l_{qc}$: indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor.

2.3.2 Equações do Circuito do Rotor

Procedendo de maneira análoga para o rotor, se a lei de Kirchhoff for aplicada para o circuito do rotor representado na Figura 2, obtém-se que as tensões nos terminais do rotor são:

$$\begin{aligned} v_{fd} &= \frac{d\psi_{fd}}{dt} + R_{fd}i_f \\ 0 &= \frac{d\psi_{kd}}{dt} + R_{kd}i_k \\ 0 &= \frac{d\psi_{kq}}{dt} + R_{kq}i_q \end{aligned} \quad (2.6)$$

Em que R_{fd}, R_{kd}, R_{kq} correspondem as resistências do circuito do rotor. O fluxo concatenado pelos enrolamentos de campo e de amortecimento pode ser descrito como:

$$\psi_{fd} = -l_{dfa}i_a - l_{dfb}i_b - l_{dfc}i_c + l_{ffa}i_f + l_{kfa}i_k + l_{qfa}i_q \quad (2.7)$$

$$\psi_{kd} = -l_{kda}i_a - l_{kdb}i_b - l_{kdc}i_c + l_{kfa}i_f + l_{kka}i_k + l_{kqa}i_q \quad (2.8)$$

$$\psi_{kq} = -l_{kqa}i_a - l_{kqb}i_b - l_{kqc}i_c + l_{kfa}i_f + l_{kka}i_k + l_{kqa}i_q \quad (2.9)$$

$l_{ffd}, l_{kkd}, l_{kkq}$: indutâncias próprias do circuito do rotor,

$l_{fd}, l_{fd}, l_{kd}, l_{kd}, l_{kq}, l_{kq}$: indutâncias mútuas entre os enrolamentos do rotor,

indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor.

Matricialmente, os fluxos concatenados em função das diversas indutâncias se apresentam da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \vdots \\ \psi_{fd} \\ \psi_{fd} \\ \vdots \\ \psi_{kd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ac} & \vdots & l_{ad} & l_{af} & l_{ak} \\ l_{ba} & l_{bb} & l_{bc} & \vdots & l_{bd} & l_{bf} & l_{bk} \\ l_{ca} & l_{cb} & l_{cc} & \vdots & l_{cd} & l_{cf} & l_{ck} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ l_{fa} & l_{fb} & l_{fc} & \vdots & l_{fd} & l_{ff} & l_{fk} \\ l_{da} & l_{db} & l_{dc} & \vdots & l_{dd} & l_{df} & l_{dk} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ l_{ka} & l_{kb} & l_{kc} & \vdots & l_{kd} & l_{kf} & l_{kk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \vdots \\ i_f \\ i_d \\ \vdots \\ i_k \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

2.3.3 Representação Segundo os Eixos dq no Referencial do Rotor

As maioria das indutâncias apresentadas nas equações anteriores estão sujeitas a variações em função do tempo para este sistema de referência. Para as indutâncias do estator, essa mudança no valor da indutância é causada pela permeância no caminho do fluxo magnético, que muda periodicamente com o movimento do rotor devido ao entreferro não uniforme. No caso dos circuitos do rotor, essa variação ocorre apenas para as indutâncias mútuas entre o rotor e o estator, cujos valores mudam em razão do movimento relativo entre esses enrolamentos.

Nesse contexto, a transformada dq permite uma representação das variáveis em um novo sistema de eixos, que gira em conjunto com o rotor. Aplicando essa transformação, as correntes de estator podem ser referidas para os eixos dq através da expressão:

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_a \cos\theta + i_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (2.11)$$

$$i_q = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_a \sin\theta + i_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (2.12)$$

Vale a pena ressaltar que o coeficiente $\sqrt{2/3}$ é um coeficiente arbitrário não nulo escolhido para manter a potência invariável com a transformada, isto é, a potência será a mesma seja calculada nas coordenadas dq ou abc . Uma outra opção seria escolher o coeficiente igual a

2/3, de modo que os vetores de tensão e corrente mantivessem o mesmo valor de amplitude durante a transformação.

Como as duas equações em 2.11 e 2.12 envolvem 3 incógnitas i_a , i_b e i_c , para garantir que a transformada inversa de dq para abc seja única, uma nova componente deve ser introduzida. Assim, define-se a coordenada de sequência zero i_0 como sendo

$$i_0 = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) \quad (2.13)$$

onde o subscrito 0 é utilizado para designar a componente de sequência zero, normal ao plano dq . Quando o circuito encontra-se balanceado $i_a + i_b + i_c = 0$ e, portanto, $i_0 = 0$.

Assim sendo, a mudança do referencial abc para $dq0$ é dada pela matriz a seguir e ela também pode ser aplicada na transformação das demais grandezas, como por exemplo, tensão e fluxo [8].

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Aplicando a transformação $dq0$ em 2.10 e fazendo uma manipulação adequada dos termos relacionados as indutâncias, obtém-se que a relação entre os enlaces de fluxo e as correntes é dada por

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \\ \psi_{fd} \\ \psi_{kd} \\ [\psi_{kq}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & : & L_{fd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & : & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_0 & : & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & : & L_{fd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & : & L_{fd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & : & 0 & 0 & L_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_{fd} \\ i_{kd} \\ [i_{kq}] \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

onde:

L_d, L_q, L_0 : indutâncias próprias dos enrolamentos do estator,

$L_{ffd}, L_{kkd}, L_{kkq}$: indutâncias próprias dos enrolamentos do rotor,

$L_{afd}, L_{akd}, L_{akq}$: indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor,

L_{fkd} : indutância mútua entre os enrolamentos de campo e amortecedor no eixo direto.

Através de 2.15 fica evidente que a maior vantagem da transformação de referencial está em tornar as indutâncias da máquina independentes da posição do rotor. Em 2.15 todas as indutâncias são constantes e independentes do tempo, uma vez que os efeitos de saturação foram desconsiderados nesta modelagem.

Para um desenvolvimento detalhado envolvendo todos os passos e manipulações necessários para obter-se os valores constantes das indutâncias apresentados em 2.15, é recomendado ao leitor que recorra a referência [8].

Por fim, aplicando a transformada $dq0$ em 2.2, obtém-se as tensões no referencial dq :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_d}{dt} &= -\psi_q \frac{d\theta}{dt} - R_a i_d \\ \frac{d\psi_q}{dt} &= +\psi_d \frac{d\theta}{dt} - R_a i_q \\ v_0 &= \frac{d\psi_0}{dt} - R_a i_0 \end{aligned} \quad (2.16)$$

Ou matricialmente, considerando que 2.6 se mantém:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} &= \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} - \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} \psi_q \\ -\psi_d \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a i_d \\ R_a i_q \\ R_a i_0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \psi_{fd} \\ \psi_{kd} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} + \begin{bmatrix} R_d i_d \\ R_d i_q \\ R_d i_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.17)$$

onde $\psi_d, \psi_q, \psi_0, \psi_{fd}, \psi_{kd}, \psi_{kd}$ foram definidos em 2.15. Na condição de balanceamento, a corrente de sequência zero é nula e a equação que diz respeito a v_0 pode ser omitida.

Verifica-se que as equações em 2.17 são muito similares as equações de tensão terminal do estator no referencial abc , a menos dos termos $\psi_d \frac{d\theta}{dt}$ e $\psi_q \frac{d\theta}{dt}$. Eles resultam da transformação de um referencial estacionário para um referencial girante e representam a tensão induzida

devido a rotação do rotor em relação a armadura. Esses termos são dominantes nas equações de tensão terminal do estator, de modo que as tensões terminais podem ser resumidas por meio das expressões a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \approx \omega \begin{bmatrix} -\psi_q \\ +\psi_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a & 0 \\ 0 & R_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ -i_q \end{bmatrix}, \text{ onde } \omega = \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.18)$$

As equações diferenciais dos enrolamentos do rotor permanecem inalteradas.

2.4 Definição dos Parâmetros de uma Máquina Síncrona

Na seção anterior o comportamento da máquina síncrona foi modelado e suas características físicas foram identificadas por meio das indutâncias próprias e mútuas relacionadas aos seus enrolamentos. Entretanto, um método mais conveniente de avaliar suas características é através dos parâmetros operacionais que são comumente fornecidos pelos fabricantes como reatâncias, resistências e constantes de tempo que normalmente derivam de medições feitas no enrolamento do estator.

Esses parâmetros operacionais serão aplicados nesta seção a fim de avaliar o que ocorre no interior de uma máquina síncrona quando esta é submetida a faltas, fazendo com que a corrente e o fluxo concatenado se comportem de uma maneira tal que três estados característicos podem ser identificados. Esses estados são conhecidos como subtransitório, transitório e regime permanente e cada um deles será detalhado a seguir.

Vale ressaltar que as manipulações e equacionamentos necessários para a obtenção dos parâmetros operacionais a partir das indutâncias dos enrolamentos não foram abordados neste trabalho, mas podem ser encontrados detalhados nas referências [8] e [9].

2.4.1 Análise do Regime Permanente

O regime permanente é alcançado quando o fluxo criado pelo estator enlaça ambos os enrolamentos de campo e de armadura e a corrente de campo retorna ao seu regime permanente. Nesse momento não existem mais variações de fluxo nos enrolamentos de campo e amortecedores, de modo que a corrente de campo i_{fd} é constante e as correntes nos enrolamentos amortecedores i_{kd} e i_{kq} são nulas. Assim, a expressão para os fluxos concatenados ψ_d e ψ_q em 2.15 se resume a:

$$\begin{aligned}\psi_d &= -L_d \dot{i}_d + L_{ad} \dot{i}_{fd} \\ \psi_q &= -L_q \dot{i}_q\end{aligned}\quad (2.19)$$

Substituindo 2.19 nas equações de tensão terminal em 2.18, obtém-se

$$\begin{aligned}v_d &= -R_a \dot{i}_d - X_d \dot{i}_q \\ v_q &= -R_a \dot{i}_q + X_d \dot{i}_d + e_q\end{aligned}\quad (2.20)$$

onde X_d e X_q correspondem as reatâncias de eixo direto e quadratura, definidas como:

$$X_d = \omega \cdot L_d \quad e \quad X_q = \omega \cdot L_q \quad (2.21)$$

O termo $e_q = \omega \cdot L_{afd} \cdot i_{fd}$ se refere a tensão de circuito aberto induzida na armadura pela corrente de campo. Trabalhando com o circuito aberto, a corrente de armadura é zero e a corrente de campo pode ser relacionada com o fluxo autoconcatenado da equação matricial 2.15 de modo que

$$e_q = \omega \cdot L_{afd} \cdot \frac{\psi_{fd}(i_d=0)}{I_{fd}} = X_{ad} \cdot \frac{\psi_{fd}(i_d=0)}{I_{fd}} \quad (2.22)$$

onde X_{ad} é a reatância correspondente a indutância mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor.

2.4.2 Análise do Período Transitório

O período transitório é aquele em que o fluxo do estator vai começando a penetrar no rotor e as correntes dos enrolamentos amortecedores decrescem exponencialmente. Isso permite considerar as correntes nos amortecedores nulas e, portanto, os circuitos representativos dos enrolamentos amortecedores podem ser removidos das equações. Desse modo, a matriz 2.15 reduz-se a:

$$\begin{aligned}
\psi_d &= -L_d \dot{i}_d + L_{fd} \dot{i}_{fd} \\
\psi_q &= -L_q \dot{i}_q \\
\psi_d &= -\frac{3}{2} L_{qd} \dot{i}_q + L_{fd} \dot{i}_{fd}
\end{aligned} \tag{2.23}$$

E os valores de tensão terminal podem ser obtidos a partir de 2.6 e 2.18, onde:

$$\dot{\psi}_d = v_d - R_d \dot{i}_d \tag{2.24}$$

$$\begin{aligned}
v_d &= -R_d \dot{i}_d - \omega \psi_q \\
v_q &= -R_q \dot{i}_q + \omega \psi_d
\end{aligned} \tag{2.25}$$

A partir das expressões 2.23 e 2.25, considerando $\omega \approx \omega_s$ e fazendo algumas manipulações algébricas [9], obtém-se:

$$\begin{aligned}
v_q &= -R_d \dot{i}_q + X'_d \dot{i}_d + e'_q \\
v_d &= -R_q \dot{i}_d - X'_q \dot{i}_q + e'_d
\end{aligned} \tag{2.26}$$

onde X'_d é a reatância transitória da máquina de eixo d , X'_q é a reatância transitória da máquina de eixo q , e'_d é a força eletromotriz transitória de eixo d e e'_q é a força eletromotriz transitória de eixo q . O termo e'_d foi introduzido na expressão 2.26 para representar o efeito que o corpo do rotor tem no eixo d , para um gerador de pólos lisos. Esse efeito pode ser reproduzido pela adição de um enrolamento curto circuitado no eixo d , contribuindo para a composição do fluxo

ψ_q e da tensão e_d . Para um gerador de pólos salientes, o termo e'_d é nulo em 2.26.

O fluxo concatenado ψ_{fd} do enrolamento de campo não permanece constante durante todo o período transitório, mas varia lentamente a medida que o fluxo de armadura penetra através dos enrolamentos. Essa variação no fluxo pode ser determinada pela equação diferencial 2.24.

Para determinar como e'_q varia com o tempo, pode-se relacionar em 2.22 com 2.24, resultando em:

$$e'_q = \frac{e_f - e_q}{T'_{do}} + i \frac{(X_d - X'_d)}{T'_{do}} \quad (2.27)$$

Em que e_f é a tensão fornecida aos enrolamentos de campo e constitui uma variável de entrada para a máquina síncrona, produzida pelo sistema de excitação. Os sistemas de excitação serão abordados no Capítulo 3 desta dissertação.

Esta análise pode ser repetida para o eixo direto, quando um enrolamento adicional for considerado para reproduzir o efeito do rotor para um gerador de pólos lisos. Nesse caso, obtém-se a seguinte expressão para e'_d :

$$e'_d = \frac{-\frac{e_f}{T_{q0}} - i_q(X_q - X'_q)}{T'_{q0}} \quad \text{e} \quad X'_q \neq X_q \quad (2.28)$$

Onde T'_{d0} e T'_{q0} correspondem as constantes de tempo transitórias em circuito aberto de uma máquina síncrona. Caso não seja introduzido o enrolamento adicional, isto é, no caso de uma máquina de pólos salientes:

$$X_q = X'_q \quad \text{e} \quad e'_d = 0 \quad (2.29)$$

2.4.3 Análise do Período Subtransitório

O período subtransitório se refere aos primeiros ciclos após a ocorrência da falta. Nesse período, as correntes de armadura são muito elevadas e se amortecem rapidamente. Essas variações estão diretamente ligadas a modificação da corrente nos enrolamentos amortecedores.

Durante o período subtransitório, os enrolamentos amortecedores funcionam como uma barreira, protegendo o rotor e os enrolamentos de campo das mudanças no fluxo de armadura.

Assim, o fluxo concatenado relativo ao enrolamento de campo ψ_{fd} permanece constante durante o período subtransitório. O fluxo nos enrolamentos amortecedores é constante imediatamente após a falta e então reduz-se exponencialmente enquanto o gerador segue para o período transiente.

As equações 2.18 para tensão de armadura são então modificadas devido ao seu acoplamento com os circuitos do rotor em ambos os eixos d e q . Reescrevendo as equações do fluxo de armadura ψ_d em termos de i_d , i_{kd} e i_{fd} e então substituindo na equação 2.15 para obter as tensões de armadura, resulta em:

$$v_q = -R_a i_q + X'_d i_d + e'_q \quad (2.30)$$

$$e'_q = \omega(k_1 \psi_{fd} + k_2 \psi_{kd}) \quad (2.31)$$

Na qual X''_d corresponde a reatância subtransitória de eixo direto e e''_q é a força eletromotriz subtransitória de eixo q . O valor de e''_q representa a parcela da tensão de armadura que é proporcional aos fluxos concatenados no eixo d , sendo que esses fluxos permanecem constantes imediatamente após a falta e mudam à medida que ψ_{kd} varia.

Uma análise similar para a tensão de armadura no eixo q resulta em:

$$v_d = -R_a \dot{i}_d - X'_d \dot{i}_d + \dot{e}''_q \quad (2.32)$$

Onde X''_q é chamada de reatância subtransitória de eixo q e e''_d é a força eletromotriz subtransitória de eixo direto.

A forma como as tensões subtransitórias decaem pode ser obtida de forma análoga a abordagem aplicada ao período transiente. Dessa forma, obtém-se:

$$\dot{e}''_q = \frac{e + i(X'_d - X''_d) - e}{T''_{do}} \quad (2.33)$$

Similarmente para os enrolamentos no eixo em quadratura:

$$\dot{e}''_d = \frac{e - i(X'_q - X''_q) - e}{T''_{qo}} \quad (2.34)$$

Onde T''_{do} e T''_{qo} correspondem as constantes de tempo subtransitórias em circuito aberto da máquina síncrona.

2.5 Modelagem Mecânica e Cálculo de Potência

Para completar o modelo da máquina síncrona, faz-se necessário descrever o comportamento mecânico através das equações de torque e potência. A potência terminal trifásica pode ser determinada utilizando-se os valores de e_d , e_q , i_d e i_q . Considerando uma operação balanceada, em que $e_0 = i_0 = 0$, a expressão para a potência terminal instantânea calculada nas coordenadas $dq0$ é dada por:

$$P_t = 3 \cdot (v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.35)$$

Vale ressaltar que a potência é invariante nos dois referencias (*abc* e *dq*), devido a escolha adequada dos coeficientes na matriz de transformação apresentada em 2.14.

Assim, a potência de entreferro P_g pode ser obtida adicionando-se a 2.35 as perdas na resistência de armadura.

$$P_g = 3[v_d i_d + v_q i_q + R_a(i_d^2 + i_q^2)] \quad d \quad q \quad (2.36)$$

Expressando as grandezas em notação por unidade, as equações para potência trifásica normalizadas tornam-se:

$$P_{gu} = v_d i_d + v_q i_q \quad (2.37)$$

$$P_{gu} = v_d i_d + v_q i_q + R_a(i_d^2 + i_q^2) \quad d \quad q \quad (2.38)$$

O torque eletromagnético pode ser obtido a partir da razão entre a potência de entreferro e a velocidade do rotor. Desse modo, considerando as grandezas em pu:

$$T_e = \frac{v_d i_d + v_q i_q + R_a(i_d^2 + i_q^2)}{\omega_r} \quad d \quad q \quad (2.39)$$

A equação final para a caracterização mecânica da máquina nos estudos de estabilidade denomina-se equação de *swing* ou equação de oscilação mecânica. Ela descreve o efeito do desbalanceamento entre o torque elétrico e o torque mecânico, assim quando existe uma diferença entre esses torques, surge um torque líquido capaz de acelerar ou desacelerar a máquina síncrona, conforme descrito pela equação:

$$T_a = T_m - T_e - D \frac{d\omega}{dt} \quad (2.40)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.41)$$

onde:

T_a : torque de aceleração,

T_e : torque eletromagnético produzido pela máquina síncrona,

T_m : torque mecânico gerado pela máquina primária,

D : constante de amortecimento,

J : momento de inércia combinado do gerador síncrono e da turbina,

ω_r : velocidade do rotor.

Sendo que T_m e T_e são positivos para um gerador e negativos para um motor.

Transformando as grandezas da equação 2.40 para a notação por unidade, tem-se:

$$T_m - T_e - D \cdot \Delta\omega_r = 2H \frac{d\omega}{dt} \quad (2.42)$$

onde H corresponde à constante de inércia em notação por unidade e é definida como a razão entre a energia cinética armazenada pela máquina à velocidade síncrona e a potência nominal da máquina. Matematicamente, tem-se:

$$H = \frac{1}{2} \frac{\omega_0^2}{S_{base}} \quad (2.43)$$

onde:

ω_0 : velocidade síncrona,

S_{base} : potência nominal da máquina.

2.6 Os Diferentes Modelos da Máquina Síncrona

A definição de um modelo para representação de uma máquina síncrona se dá em função dos objetivos da modelagem. Em alguns casos faz-se necessário recorrer a modelos equivalentes extremamente detalhados, que proveem um conhecimento aprofundado do comportamento da máquina. Entretanto, quando se busca representar a máquina síncrona como um componente interagindo dinamicamente com o sistema elétrico, em muitos casos representações mais simplificadas são suficientes.

As equações apresentadas na seção 2.4 podem ser aplicadas para modelar o comportamento de uma máquina síncrona. A maneira como o fluxo de armadura penetra gradualmente o rotor durante uma falta e afeta as forças eletromotriz induzidas (fem) é quantificada pelas equações diferenciais 2.27, 2.28, 2.33 e 2.34. Essas equações são apresentadas a seguir:

$$T \frac{dE}{dt} = E - E_q + I_d (X_d - X_q) \quad (2.44)$$

$$T E = E - E + I(X - X) \quad (2.45)$$

$$T E = E - E + I(X - X) \quad (2.46)$$

$$T E' = -E' - I(X - X) \quad (2.47)$$

Vale ressaltar que as tensões instantâneas v_d e v_q podem ser relacionadas com as componentes ortogonais de tensão terminal em rms V_d e V_q [9], de modo que as correntes e fem instantâneas nas equações desenvolvidas anteriormente foram substituídas pelas suas componentes ortogonais de fase em 2.44 a 2.47.

Nota-se uma similaridade entre as equações acima. Do lado esquerdo está a derivada da força eletromotriz induzida multiplicada por uma constante de tempo e o lado direito representa a lei de Kirchhoff das tensões aplicada ao circuito de armadura equivalente. As equações anteriores dão origem a 5 modelos de gerador síncrono com grau de complexidade decrescente, conforme será abordado a seguir.

Para finalizar, a Tabela 1 de resume a ordem dos modelos apresentados neste capítulo, bem como as reatâncias e as constantes de tempo aplicáveis a cada um deles.

Tabela 1: Diferentes modelos para uma máquina síncrona

Modelo	Variáveis de Estado	Constante de Tempo	Reatâncias
6ª ordem	δ, E, E', E, E'	$T_d', T_\phi, T_d', T_\phi$	$X_d', X_d', X_d', X_q, X_q, X_q$
5ª ordem	δ, E, E', E	T_d', T_ϕ, T_{d0}	$X_d', X_d', X_d', X_q, X_q$
4ª ordem	δ, E, E'	T_ϕ, T_{d0}	X_d', X_d', X_q', X_q
3ª ordem	δ, E	T_{d0}'	X_d', X_d', X_q
2ª ordem	δ, ω	-	X_d'

Fonte: Milano (2010, p 338), modificado pelo autor

2.6.1 Modelo de 6º ordem

Neste modelo, o gerador é representado pelas fem subtransitórias E_q'' e E_d'' e pelas reatâncias subtransitórias X_d e X_q conforme definido na análise do período subtransitório.

Para descrever matematicamente o modelo, devem ser consideradas as equações diferenciais 2.44, 2.45, 2.46 e 2.47 que descrevem a mudança nas fem e a influência dos

enrolamentos amortecedores, bem como as equações 2.40 e 2.41, as quais reproduzem as mudanças na velocidade e no ângulo do rotor. Portanto, o conjunto de equações que descreve um gerador de 6ª ordem é dado por

$$\begin{aligned}
 T_m - T_e - D \Delta\omega &= \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D \Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt} \\
 \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} E'_q \\ E'_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -E'_q \\ -E'_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X'_d & -X'_q \\ X'_q & X'_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} \\
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} E'_f \\ E'_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} E'_f \\ -E'_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X'_q & -X'_d \\ X'_d & X'_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} \\
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} E'_q \\ E'_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -E'_q \\ -E'_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X'_d & -X'_q \\ X'_q & X'_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} \\
 V_d &= E'_d - R_a \cdot I_d - X'_q \cdot I_q \\
 V_q &= E'_q + X'_d \cdot I_d - R_a \cdot I_q
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

onde os valores de P_m e E_f correspondem a entradas para o modelo da máquina síncrona, cujos valores são fornecidos por um governador de velocidade e do sistema de excitação, respectivamente. Esses sistemas atuam como controladores da velocidade e da tensão terminal e seus modelos e operações serão detalhados no próximo capítulo.

2.6.2 Modelo de 5º ordem

Simplificações podem ser feitas no modelo anterior, a fim de reduzir a complexidade e os esforços computacionais, sem perder fidelidade com o comportamento dinâmico. Neste modelo, o efeito de blindagem do rotor no eixo q proporcionado pelas correntes parasitas é desprezado, de modo que $X'_q = X_q$ e $E'_d = 0$. As equações a seguir então resumem o comportamento de um modelo de 5ª ordem, em que a equação 2.47 foi removida.

$$\begin{aligned}
 T_m - T_e - D \Delta\omega &= \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D \Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt} \\
 \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} E'_q \\ E'_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -E'_q \\ -E'_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X'_d & -X'_q \\ X'_q & X'_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} \\
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} E'_f \\ E'_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} E'_f \\ -E'_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X'_q & -X'_d \\ X'_d & X'_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} \\
 V_d &= E'_d - R_a \cdot I_d - X'_q \cdot I_q \\
 V_q &= E'_q + X'_d \cdot I_d - R_a \cdot I_q
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

$$\begin{aligned} \frac{dE'}{dt} &= E_f - E' + I_d (X_d - X'_d) \\ V_d &= E'_d - R_a I_d - X'_q I_q \\ V_q &= E'_q + X'_d I_d - R_a I_q \end{aligned}$$

2.6.3 Modelo de 4º ordem

Neste modelo, o efeito dos enrolamentos amortecedores é desprezado, de modo que o gerador síncrono agora é representado pelas fem E_q e E_d e pelas reatâncias transitórias X_d e X_q conforme definido pelo conjunto de equações:

$$\begin{aligned} T_m - T_e - D \Delta\omega &= \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D \Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{dE'_q}{dt} &= E_f - E'_q + I_d (X'_q - X_d) \\ \frac{dE'_d}{dt} &= -E'_d - I_q (X'_d - X_q) \\ V_d &= E'_d - R_a I_d - X'_q I_q \\ V_q &= E'_q + X'_d I_d - R_a I_q \end{aligned} \quad (2.50)$$

E neste caso, a potência elétrica no entreferro será dada por:

$$P_e = E_q \cdot I_q + E_d \cdot I_d + (X'_d - X'_q) \cdot I_q \cdot I_d \quad (2.51)$$

Como os enrolamentos amortecedores foram ignorados, a potência do entreferro calculada em 2.51 despreza o torque assíncrono produzido pelos mesmos e, conseqüentemente, o coeficiente de amortecimento na equação de *swing* deve ser acrescido de uma quantia correspondente ao torque assíncrono médio.

Este modelo simplificado é considerado suficientemente preciso para a analisar a dinâmica eletromecânica de uma máquina síncrona [9]. A única desvantagem deste modelo é que o coeficiente de amortecimento, presente na equação de *swing*, só pode ser calculado aproximadamente.

2.6.4 Modelo de 3º ordem

Este modelo é muito similar ao de 4ª ordem, exceto que fem transitória E_d é

considerada constante, de modo que o gerador pode ser descrito pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned}
T_m - T_e - D\Delta\omega &= \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D\Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt} \\
\frac{d\theta}{dt} &= \omega \\
E'_d &= E - E'_f + I_d(X'_d - X'_q)
\end{aligned} \tag{2.52}$$

E de forma análoga ao modelo de 4ª ordem, a potência elétrica será dada por:

$$P_e = E'_q \cdot I_q + E'_d \cdot I_d + (X'_d - X'_q) \cdot I_d \cdot I_q \tag{2.53}$$

Se não houver um enrolamento adicional para reproduzir o efeito do rotor para um gerador de pólos lisos, então $E'_d = 0$, $X'_q = X'_d$ e a equação para cálculo da potência no entreferro se reduz a:

$$P_e = E'_q \cdot I_q + (X'_d - X'_q) \cdot I_d \cdot I_q \tag{2.54}$$

Por fim, assim como para o modelo de 4ª ordem, o coeficiente de amortecimento da equação de *swing* deve ser acrescido de um valor, de modo a contemplar os efeitos dos enrolamentos amortecedores que foram desprezados.

2.6.5 Modelo de 2º ordem

Esse corresponde ao modelo clássico de um gerador síncrono, muito aplicado para análises dinâmicas simplificadas do sistema elétrico de potência. Para este modelo, assume-se que nem a corrente de armadura I_d nem a fem interna E'_f variam significativamente durante o período transitório. Essa ponderação é justificável, uma vez que a constante de tempo T'_{d0} é suficientemente grande para que E'_q não mude significativamente, desde que as mudanças em E'_f e I_d sejam pequenas. Sendo assim, para este modelo assume-se E'_q e E'_d constantes, de forma que a magnitude da tensão transitória E' e sua posição em relação ao rotor podem ser consideradas constantes.

Portanto, o gerador é representado por uma fem E' constante em série com uma reatância transitória X'_d e pelas equações mecânicas. Se não houver saliência transitória no rotor, ou seja, $X'_q = X'_d$, então os dois circuitos equivalentes de eixo podem ser substituídos por apenas um, em que:

$$I = I_q + jI_d \quad V = V_q + jV_d \quad E_q = E + jE_d \quad (2.55)$$

Desse modo, as duas equações que descrevem a tensão de armadura podem ser substituídas por uma única e o conjunto de equações que descrevem este modelo, incluindo a tensão terminal, é dado por:

$$\begin{aligned} T_m - T_e - D\Delta\omega &= \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D\Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ V &= E' - jX'_d \cdot I \end{aligned} \quad (2.56)$$

As suposições acerca de E_f e I_d significam que apenas geradores localizados muito longe do ponto de perturbação podem ser representados pelo modelo clássico.

Capítulo 3: Modelagem do Sistema de Excitação e do Governador de Velocidade

O sistema elétrico tradicional tem sua geração de energia baseada sobretudo em centrais termoeletricas ou hidroelétricas, cuja eletricidade é produzida através da conversão eletromecânica realizada por meio de geradores síncronos. Desse modo, a energia elétrica é produzida a partir da transformação da energia de uma fonte primária por meio de um gerador síncrono acionado por uma turbina, conforme apresentado na Figura 3. A turbina deve ser equipada com um governador de velocidade, o qual controla tanto a velocidade quanto a potência de saída no eixo da máquina. Em paralelo, deve existir um sistema de excitação para fornecer corrente contínua para os enrolamentos de campo da máquina e controlar a tensão terminal do gerador síncrono.

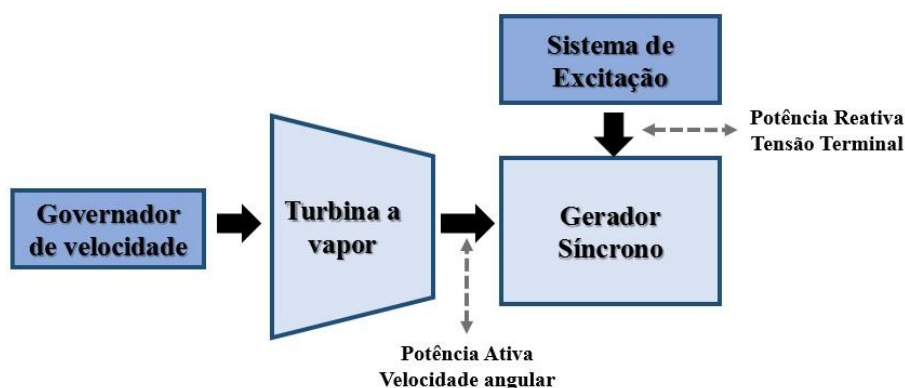


Figura 3: Componentes de um sistema de geração clássico baseado em uma máquina síncrona.

O governador de velocidade em conjunto com a turbina permitem o controle da potência e da frequência da máquina síncrona através da rotação do eixo da máquina síncrona. O sistema de excitação, por sua vez, realiza o controle da tensão de campo e do fluxo de potência reativa por intermédio dos enrolamentos de campo. Nesse contexto, o governador de velocidade e o sistema de excitação atuam, respectivamente, como controladores de velocidade e de tensão terminal para um gerador síncrono.

Como o objetivo desse trabalho está focado na implementação de um VSG para o controle de uma GD, os modelos de turbina e governador de velocidade abordados neste capítulo estão associados a uma turbina a vapor. Visto que a GD é caracterizada pelo uso de geradores descentralizados e por centrais geradoras de pequeno porte, a sua representação nos

estudos relacionados a dinâmica do sistema de potência torna-se mais próxima de uma central termelétrica com turbina a vapor. Os outros tipos de turbina são muito similares ao modelo de turbina a vapor discutido neste trabalho, divergindo apenas em relação as constantes de tempo associadas a cada um dos estágios de conversão. Para um conhecimento completo dos outros tipos de turbina e governador de velocidade, recomenda-se que o leitor recorra a [8] e [9].

3.1 Modelos para a Turbina e para o Governador de Velocidade

Uma turbina em conjunto com um sistema governador de velocidade tem o papel de converter a energia proveniente de uma fonte de energia primária em energia mecânica, além de fornecer um meio pelo qual a máquina pode ser partida, acelerada até o ponto de operação e pode operar com a potência de saída solicitada.

O governador de velocidade desempenha um papel fundamental no controle de velocidade para uma máquina síncrona, mantendo os desvios de frequência dentro de determinados limites sem perda de estabilidade. Quando a frequência se afasta da referência de 60Hz, o controle automático altera a entrada de potência no eixo da máquina, reduzindo dessa forma a variação de frequência.

A modelagem da turbina e do governador de velocidade abordada aqui será baseada em uma turbina a vapor. Entretanto, tanto o modelo final quanto a representação no domínio de Laplace são idênticos para uma turbina hidráulica, uma vez que as únicas diferenças existentes dizem respeito às constantes de tempo envolvidas. Análises mais detalhadas das características físicas e modelagem dos reguladores de velocidade são encontradas nas referências [8] e [9].

3.1.1 Modelagem Analítica da Turbina

Uma turbina a vapor converte a energia armazenada em um vapor de alta pressão e alta temperatura em energia mecânica, a qual é empregada como entrada no eixo de gerador de energia elétrica.

Existem várias configurações de turbinas dependendo da potência do sistema e das condições do vapor, onde geralmente existe mais de um estágio para conversão da energia contida no vapor em torque. Além disso, as turbinas são equipadas com conjuntos de válvulas de controle e interceptação. As válvulas de interceptação têm o objetivo de interromper a vazão de vapor em eventos de emergência e, portanto, constituem mecanismos de proteção e não são inseridos na modelagem da turbina. As válvulas de controle, por sua vez, são responsáveis por modular a vazão de vapor durante a operação normal e são modeladas de forma linear, isto é, com uma vazão proporcional a sua abertura.

Quando o vapor passa através de cada uma das seções da turbina, um atraso associado ao tempo de carga de cada um dos estágios da turbina é inserido na resposta do sistema [8]. Sendo assim, a vazão de vapor em cada uma das seções pode ser descrita pela seguinte função de transferência no domínio de Laplace:

$$\frac{Q_{out}}{Q_{in}} = \frac{1}{1 + T_V s} \quad (3.1)$$

onde:

Q_{in} : vazão de entrada da seção da turbina,

Q_{out} : vazão de saída da seção da turbina,

T_V : constante de tempo.

O torque mecânico produzido pela turbina é proporcional à vazão do vapor que passa através de suas pás e cada uma das seções da turbina contribui com uma fração α , β e γ para a potência total desenvolvida no eixo, conforme indicado no diagrama da Figura 4.

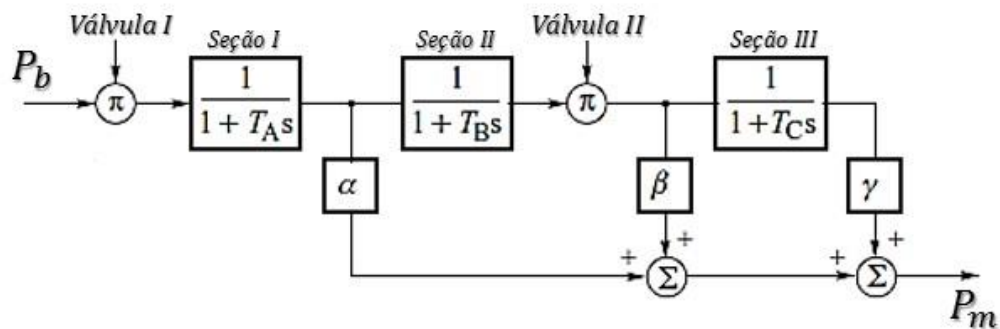


Figura 4: Diagrama de blocos de uma turbina com 3 seções de conversão, onde P_b é a potência do vapor de entrada e onde P_m é a potência mecânica no eixo.

Fonte: Machowski, Bialek e Mumby (2008, p. 472), modificado pelo autor

As referências [10] e [11] apresentam os modelos de turbina e governador de velocidade padronizados pelo IEEE, cujas configurações variam quanto ao tipo de turbina, número de seções de conversão (alta pressão, pressão intermediária e baixa pressão) e quanto ao número de estágios de reaquecimento.

3.1.2 Modelagem Analítica do Governador de Velocidade

O governador de velocidade é um controlador, que determina a ação de controle sobre as válvulas baseado na potência de saída desejada e na medição de potência no eixo da turbina. Conforme abordado anteriormente, a turbina é composta por um conjunto de válvulas de controle e um conjunto de válvulas de interrupção. As válvulas de controle modulam a vazão

de vapor através da turbina para controlar a carga ou frequência durante a operação normal. A válvula de interceptação é empregada apenas para uma resposta rápida de potência, quando a turbina apresenta uma velocidade excessiva, por exemplo.

A forma como as válvulas são coordenadas depende do objetivo da ação de controle, bem como do tipo de governador de velocidade. O diagrama abaixo apresenta o esquema de controle empregado para um exemplo de governador, em que:

- O transdutor transforma a velocidade do eixo em um sinal elétrico e pode ser representado por uma constante de proporcionalidade
- O regulador de velocidade consiste em um controle *droop*
- O relé de velocidade pode ser modelado como uma função de primeira ordem
- O servomotor é um atuador, sendo responsável por alterar a posição das válvulas de controle e interceptação

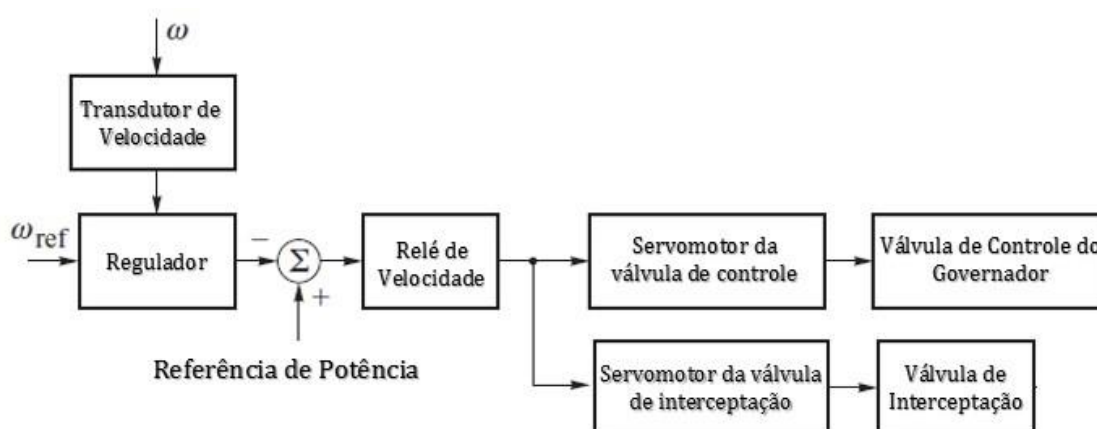


Figura 5: Diagrama simplificado de um governador de velocidade.

Fonte: Machowski, Bialek e Mumby (2008, p. 474), modificado pelo autor

Desse modo, a saída do modelo do governador fornece a abertura das válvulas de controle e interceptação, que são as principais entradas para o modelo da turbina descrito anteriormente. As ações para controle de velocidade e potência são implementadas pela válvula de controle através do controle *droop*, cujo objetivo é ajustar a admissão de vapor de acordo com o ponto de operação dado pela velocidade e potência de referência.

Vale ressaltar que esse modelo pode ser empregado para os diferentes tipos de governador, alterando-se apenas as constantes de tempo e ganhos. As referências [10] e [11] apresentam alguns modelos de governador de velocidade padronizados, com parâmetros típicos para cada um deles.

3.2 Sistema de Excitação

A função básica de um sistema de excitação é fornecer uma corrente contínua para os enrolamentos de campo de uma máquina síncrona. Além disso, ele também deve prover controles e proteções essenciais para uma performance satisfatória, gerenciando a tensão e corrente de campo, monitorando o fluxo de potência reativa e garantindo a operação dentro dos limites operativos da máquina.

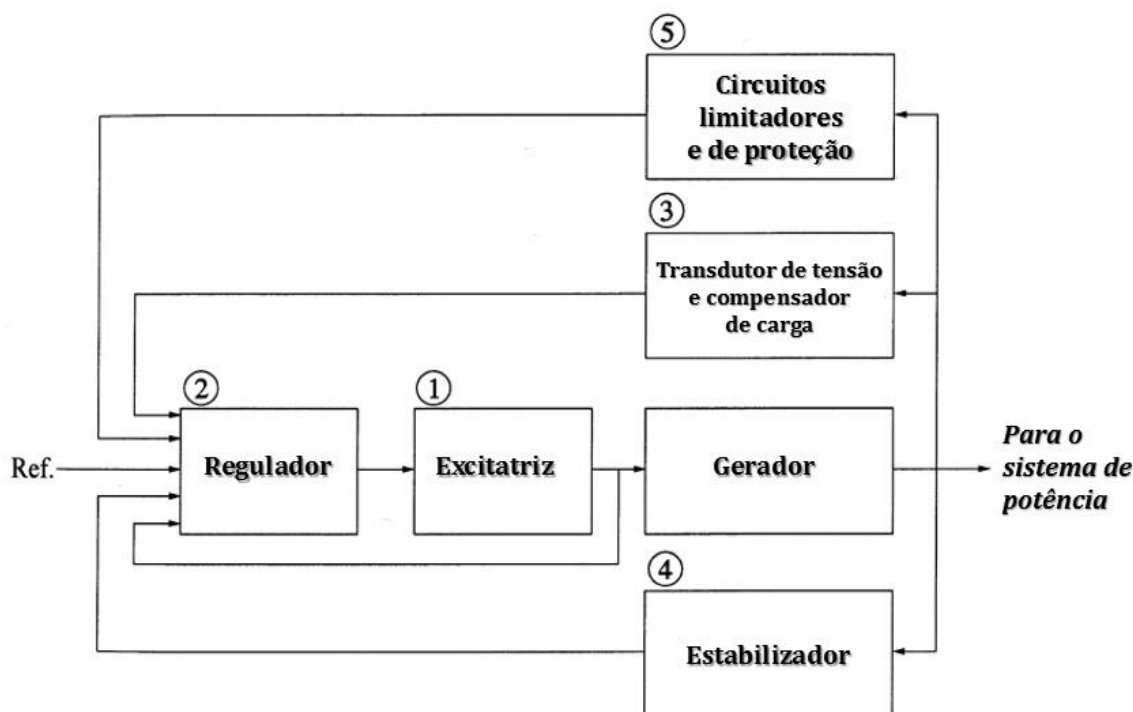


Figura 6: Diagrama de blocos funcional de um sistema de excitação para um gerador síncrono.

Fonte: Kundur (1994, p 317), modificado pelo autor

A Figura 6 apresenta um sistema de excitação com todos os subsistemas que o compõem. Cada um desses elementos tem uma função fundamental dentro do sistema e está detalhado a seguir:

- **Excitatriz:** Fornece corrente contínua para o enrolamento de campo da máquina síncrona e é denominado estágio de potência do sistema de excitação.
- **Regulador:** Processa e amplifica o sinal de controle de modo a produzir a ação necessária sobre a excitatriz. Inclui as funções de estabilização e regulação do sistema de excitação.
- **Transdutor de Tensão e Compensador de carga:** Nesse estágio são realizadas as etapas de medição de tensão terminal, retificação para um valor contínuo e a comparação dessa medida com o valor de referência. O compensador de carga pode ser empregado caso o

ponto em que se deseja manter a tensão constante não seja o terminal do gerador, mas um ponto mais interno da rede.

- Sistema Estabilizador de Potência: Fornece um sinal de entrada adicional para o regulador com o objetivo de amortecer as oscilações. Alguns sinais comumente utilizados para este fim são o a variação de velocidade do rotor e o desvio da frequência de referência.
- Circuitos Limitadores e de Proteção: Implementam funções de proteção para garantir os limites operacionais da excitatriz e da máquina síncrona.

3.2.1 Tipos de Sistema de Excitação

Os sistemas de excitação podem ser classificados em três categorias de acordo com a fonte de alimentação:

- Sistemas de excitação CC
- Sistemas de excitação CA
- Sistemas de excitação estáticos

Neste trabalho será abordada uma visão geral dos três tipos de sistema de excitação listados acima e para um conhecimento mais aprofundado recomenda-se as referências [8] e [12]. Na referência [12] são apresentados os 19 modelos padronizados pelo IEEE para sistemas de excitação, com configurações diversas de sistemas CC, CA e estáticos. No anexo H dessa referência é possível encontrar exemplos de parâmetros para cada um dos modelos, entretanto esses valores são apenas exemplos e não constituem valores típicos.

3.2.1.1 Sistema de excitação CC

Esse sistema de excitação emprega um gerador CC como fonte de potência e fornece corrente para o rotor da máquina através dos anéis deslizantes (*slip ring*). A excitatriz pode ser de dois tipos, a saber: Auto-excitada ou com excitação independente. De modo geral, os sistemas de excitação CC foram os primeiros empregados, porém têm sido substituídos com o passar dos anos a medida que os sistemas CA se tornaram mais baratos e confiáveis.

3.2.1.2 Sistema de excitação CA

Os sistemas de excitação desse tipo empregam alternadores (máquinas CA) como fontes de excitação para o gerador principal. A saída da excitatriz é então retificada para produzir uma corrente contínua necessária para o circuito de campo. Em alguns casos, a retificação ocorre na parte estacionária da máquina e a corrente de excitação é fornecida ao rotor por meio de anéis

coletores. Em outros sistemas, conhecidos como sistemas de excitação sem escovas, o alternador da excitatriz CA está no rotor, assim como o sistema de retificação, e a corrente é fornecida diretamente ao enrolamento de campo sem a necessidade de anéis coletores.

Para a configuração com o retificador estacionário, a saída do sistema de excitação é conectada aos enrolamentos de campo através de anéis deslizantes. Quando os retificadores não-controlados são utilizados, o regulador controla o campo da excitatriz CA, o qual controla a tensão de saída do sistema de excitação. Quando um retificador controlado é empregado (tiristorizado), o regulador controla diretamente a saída de tensão CC da excitatriz através do controle do ângulo de disparo dos tiristores.

Para a configuração em que o retificador encontra-se no rotor, a necessidade de escovas e anéis coletores é eliminada, sendo a saída do sistema de excitação conectada diretamente ao gerador síncrono. Durante o seu funcionamento, o regulador de tensão controla o campo da excitatriz CA, a qual controla o campo do gerador principal.

Os sistemas de excitação CA apresentam configurações variadas dependendo do tipo de retificador, do método de controle para a saída da excitatriz e da fonte empregada na excitatriz.

3.2.1.3 Sistema de excitação estático

Nesse sistema a alimentação é proveniente dos terminais do gerador principal ou então de um barramento auxiliar. Essa saída então é abaixada através de um transformador e retificada para produzir a corrente contínua para os enrolamentos de campo. O problema envolvido nessa configuração é que, uma vez que a saída do sistema de excitação é dependente da entrada de tensão da rede, ela fica sujeita a perturbações e faltas que ocorrem no sistema. Em contrapartida, essa implementação tem como vantagem apresentar baixo custo e facilidade de manutenção.

3.2.2 Funções de Controle e Proteção

Um sistema de excitação moderno é muito mais do que um simples regulador de tensão, pois incorpora funções de proteção e limitação para atender todos os requisitos de performance e operação. Na Figura 7 está apresentado um sistema completo e abaixo estão listados os principais elementos de proteção que constituem o sistema de excitação.

a) Reguladores de tensão CA e CC

A função do regulador CA é manter a tensão de estator do gerador, agindo através do circuito de campo conforme ilustrado na Figura 7. O regulador CC mantém a tensão de campo do gerador constante.

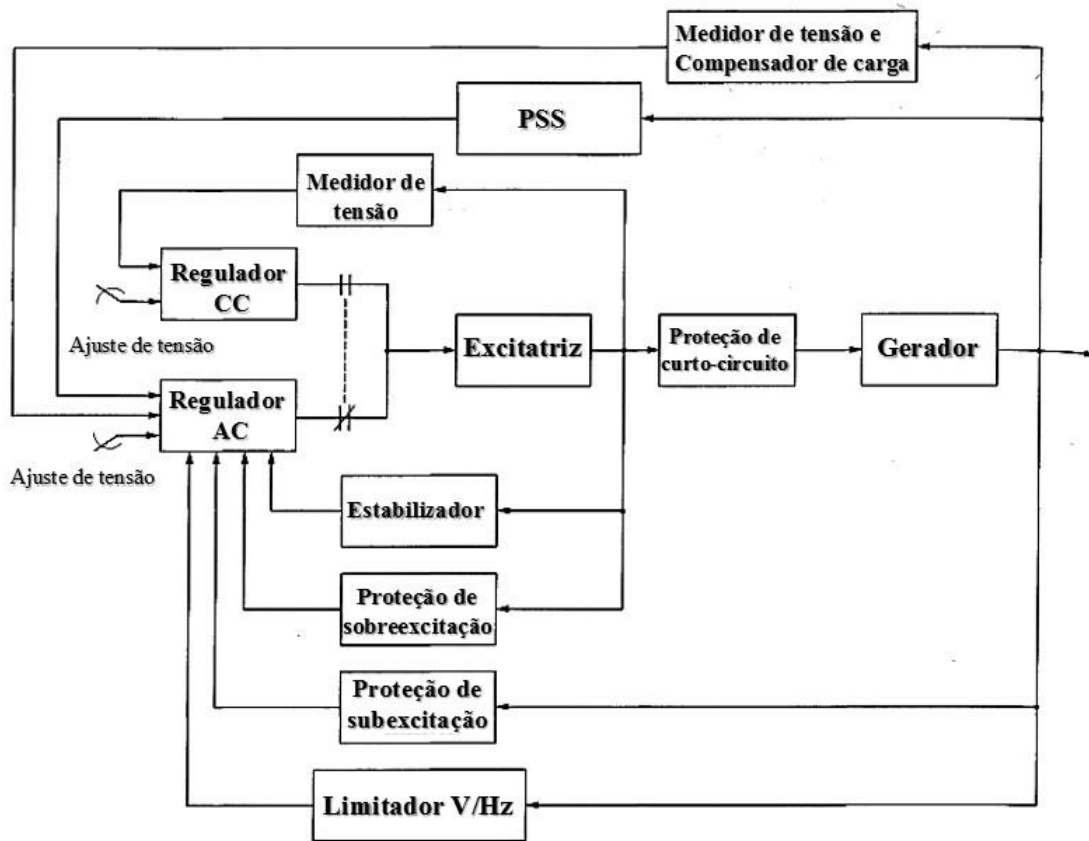


Figura 7: Circuitos de proteção e controle para um sistema de excitação.

Fonte: Kundur (1994, p 334), modificado pelo autor

b) Compensação de carga

Um compensador de carga pode ser empregado quando o ponto em que deseja-se manter a tensão constante não está nos terminais do gerador. Desse modo, o compensador de carga tem uma impedância ajustável que imita a impedância entre os terminais do gerador e aquele em que deseja-se manter a tensão constante. Usando essa impedância e a corrente medida na armadura, a queda de tensão é calculada e adicionada a tensão terminal. Então a tensão de compensação que entra no regulador de tensão é dada por:

$$V_c = |\vec{E}_t + (R_c + jX_c)\vec{I}_t| \quad (3.2)$$

Isso é necessário para garantir o fluxo de potência reativa correto entre geradores ligados a um mesmo barramento. Sem essa compensação, um gerador pode tentar suprir toda a potência reativa enquanto os outros tentam absorver toda a potência reativa dentro dos limites de sobreexcitação e subexcitação.

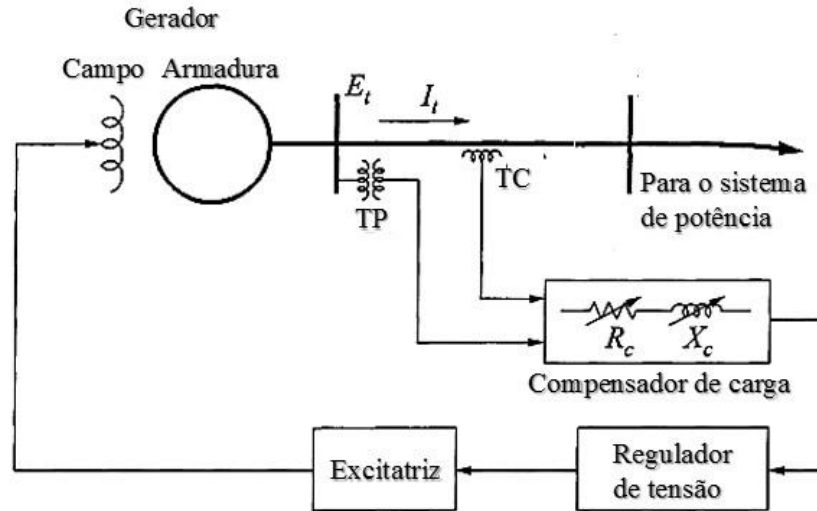


Figura 8: Diagrama exemplificando o mecanismo de um compensador de carga.

Fonte: Kundur (1994, p 336), modificado pelo autor

c) Circuito para estabilização do sistema de excitação

Alguns sistema de excitação apresentam performance dinâmica pobre, sobretudo aqueles que envolvem atrasos e constantes de tempo muito elevadas em sua dinâmica. Desse modo, a menos que o ganho estacionário seja muito baixo, o sistema de excitação pode ser instável. Nesse contexto, pode-se empregar um circuito para estabilização, como o exemplificado na Figura 9, para melhorar a performance dinâmica, cujo objetivo é minimizar o deslocamento de fase para uma determinada faixa de frequências.

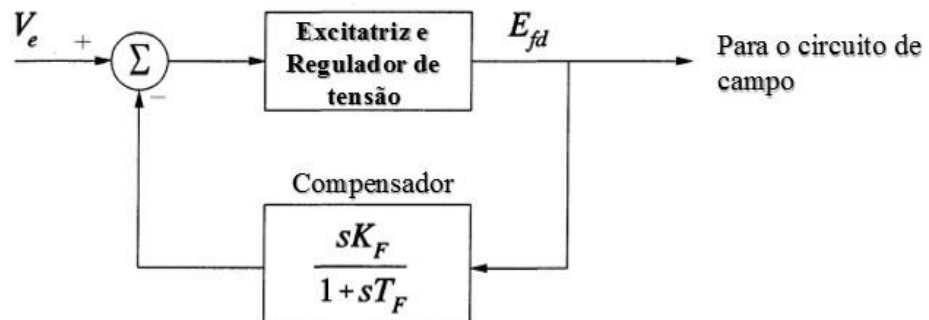


Figura 9: Compensador para estabilização do sistema de excitação.

Fonte: Kundur (1994, p 335), modificado pelo autor

d) *Power System Stabilizer* (PSS)

O PSS utiliza sinais auxiliares como por exemplo a velocidade de eixo, a frequência terminal e a potência para controlar o sistema de excitação e melhorar seu desempenho dinâmico. Essa é uma forma eficiente de melhorar a estabilidade, uma vez que emprega-se esses sinais para amortecer as oscilações no sistema.

e) Limitador de subexcitação

O limitador de subexcitação é uma função de proteção que atua quando há uma redução na excitação que poderia levar o sistema ao seu limite de estabilidade ou então levar a máquina aos limites de aquecimento.

f) Limitador de sobreexcitação

O objetivo desse limitador é proteger o gerador de um sobreaquecimento devido a uma sobrecorrente de campo durante um tempo prolongado. Os enrolamentos de campo do gerador são projetados para trabalhar continuamente dentro das condições nominais e operar com valores superiores por tempo um prolongado afetaria a integridade e a vida útil do equipamento.

g) Limitador de Volts/Hertz

Esse elemento é empregado para proteger o gerador de problemas causados pelo fluxo magnético excessivo, que é resultante de uma baixa frequência ou por uma sobretensão. Caso um fluxo magnético excessivo seja mantido por um longo período, pode ocasionar sobreaquecimento e comprometer a vida útil do gerador. Geralmente existe um limite superior e um inferior para a relação V/Hz, de modo que uma vez que os limites sejam alcançados o relé atua devidamente para proteger o gerador.

h) Curto-circuito no enrolamento de campo

Uma vez que os retificadores só conduzem corrente em uma única direção, a corrente de excitação não pode ser negativa. Em casos de curto-circuito, entretanto, a corrente induzida nos enrolamentos de campo poderia ser negativa e, portanto, faz-se necessário um elemento para prover um caminho alternativo para essa corrente. Esse elemento geralmente consiste em um tiristor em série com um resistor para descarregar essa corrente e é denominado *Field Discharge Resistor*.

Capítulo 4: Sintonia do Governador de Velocidade e do Sistema de Excitação

4.1 Análise de Estabilidade

Uma das principais preocupações em engenharia de controle é a da estabilidade. A estabilidade garante que, após uma falta ou perturbação, o sistema passará por um período transitório e se fixará em um modo de funcionamento permanente. Para um sistema instável, entretanto, essa afirmativa não é verdadeira, de modo que ele poderá exibir uma resposta errática e destrutiva após uma perturbação.

O projeto de um sistema de controle pode ser resumido como um problema de posicionamento de pólos e zeros da sua função de transferência, a fim de que o sistema seja estável e desempenhe as especificações estabelecidas. Acima de qualquer requisito de desempenho, a estabilidade deve ser garantida no projeto do sistema de controle, uma vez que um sistema instável não tem utilidade e pode gerar consequências desastrosas.

Existem diversas definições de estabilidade, sendo que para este trabalho será adotada a definição que diz que um sistema qualquer é estável se e somente se sua saída for limitada para toda e qualquer entrada limitada. Esse enunciado é conhecido como a definição BIBO (*Bounded Input, Bounded Output*) de estabilidade.

4.1.1 A Estabilidade e os Pólos do Sistema

A estabilidade de um sistema linear contínuo pode ser determinada a partir da sua função de transferência ou da sua matriz de transição de estados. A partir da definição de estabilidade, uma condição necessária e suficiente para que um sistema seja estável é que todos os pólos de sua função de transferência tenham parte real negativa.

A justificativa intuitiva para esta afirmação vem da análise da resposta transitória dos sistemas. Se um sistema tem função de transferência $G(s)$ dada por:

$$G(s) = \frac{\text{numerador}}{\text{denominador}} \quad (4.1)$$

Então o sinal de saída $C(s)$, para um sinal de entrada $R(s)$, pode ser decomposto em frações parciais conforme a seguir:

$$C(s) = G(s) \cdot R(s) = \frac{c_1}{s + p_1} + \frac{c_2}{s + p_2} + \dots + \frac{c_n}{s + p_n} \quad (4.1)$$

onde $p_1, p_2 \dots p_n$ são os pólos do sistema, $c_1, c_2 \dots c_n$ são coeficientes constantes denominados resíduos dos pólos e $C_R(s)$ representa o somatório das frações parciais correspondentes aos termos introduzidos pelo sinal de entrada $R(s)$. Se $R(s)$ é limitado, a saída $C_R(s)$, ou saída forçada, também será limitada, pois ela tem a mesma natureza que o sinal de entrada. Desta forma, a possibilidade de surgimento de um sinal de saída ilimitado para uma entrada limitada vem dos termos correspondentes aos pólos da função de transferência.

Há seis tipos de pólos possíveis para um sistema, conforme apresentado na Figura 10, e os termos em frações parciais correspondentes a cada um deles gera uma componente no sinal de saída.

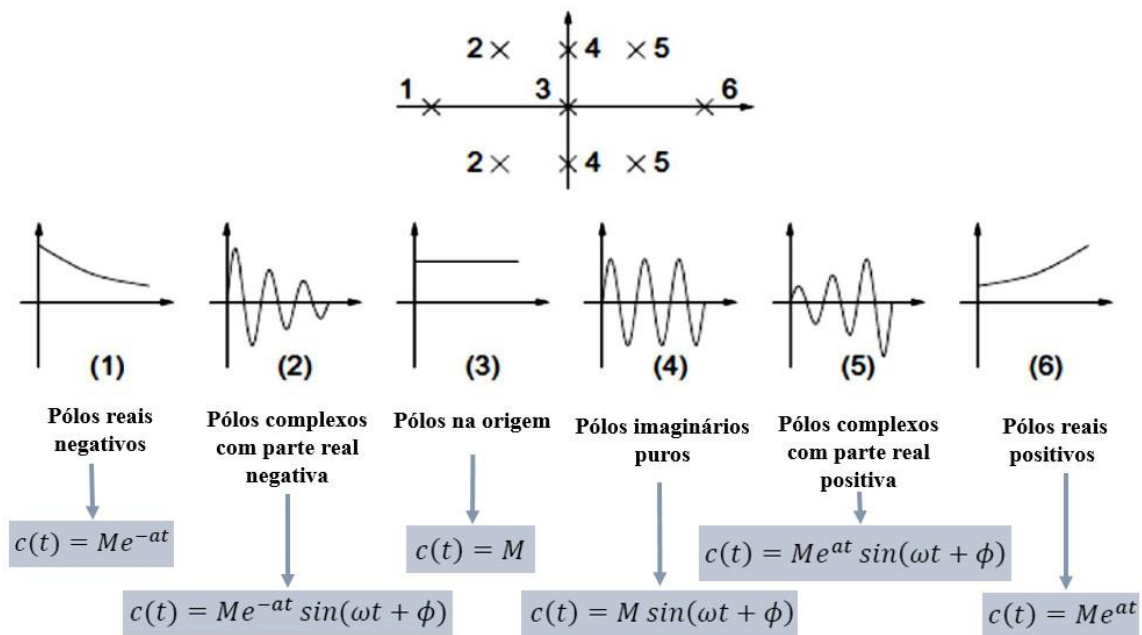


Figura 10: Possíveis localizações dos pólos e sua influência no sinal de saída.

Se todos os pólos do sistema tiverem parte real negativa, eles enquadram-se nos casos (1) ou (2) acima, os quais possuem um transitório que é atenuado ao longo do tempo. Assim, pode-se garantir que qualquer sinal de entrada limitado irá resultar em um sinal de saída limitado, pois após um tempo suficientemente longo, restarão apenas os componentes forçados do sinal de saída. Consequentemente, o sistema é estável.

Se o sistema tiver ao menos um pólo com parte real positiva, o pólo em questão se enquadra em um dos casos (5) ou (6) acima, o que resulta em um sinal de saída que tende para

infinito. Portanto, independentemente de qual seja o sinal de entrada aplicado, o sinal de saída tenderá para infinito e consequentemente o sistema é instável.

Quando o sistema tem pólos com parte real nula, que correspondem aos casos (3) e (4) acima, o sistema é dito marginalmente estável se todos os demais pólos tiverem parte real negativa. Esses sistemas geram sinais de saída limitados para alguns sinais de entrada e ilimitados para outros. Como a definição de estabilidade exige que o sinal de saída seja limitado para qualquer sinal de entrada limitado, os sistemas marginalmente estáveis são considerados instáveis.

4.1.2 O Critério de Estabilidade de Routh-Hurwitz

O critério de Routh-Hurwitz consiste em um método de investigar a estabilidade de um sistema linear contínuo a partir da equação característica do sistema [13]. Ele permite determinar a localização dos pólos do sistema com relação ao lado esquerdo e direito do plano s , sem a necessidade de determinação de suas raízes.

O critério de Routh-Hurwitz é uma condição necessária e suficiente para a estabilidade de um sistema [13]. Seja a equação característica dada por:

$$\Delta(s) = a_0 \cdot s^n + a_1 \cdot s^{n-1} + \dots + a_{n-1} \cdot s + a_n = 0 \quad (4.2)$$

onde a_0, a_1, \dots, a_n são coeficientes do polinômio $\Delta(s)$. O procedimento consiste em arranjar primeiramente os coeficientes da equação 4.2 conforme na Figura 11.

s^n	a_0	a_2	a_4	$a_6 \dots$
s^{n-1}	a_1	a_3	a_5	$a_7 \dots$
s^{n-2}	b_0	b_1	b_2	\dots
s^{n-3}	c_0	c_1	\dots	
\vdots	\vdots			
s^3	d_0	d_1	\dots	
s^2	e_0	e_1	\dots	
s^1	f_0			
s^0	g_0			

Figura 11: Tabulação de Routh-Hurwitz.

A matriz acima é chamada de Tabulação de Routh ou Matriz de Routh. O cálculo dos termos subsequentes ocorre de forma sistemática conforme as equações 4.3, 4.4 e 4.5.

$$b_0 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1} \quad b_1 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1} \quad b_2 = \frac{a_1 a_6 - a_0 a_7}{a_1} \quad (4.3)$$

$$c_0 = \frac{b_0 a_3 - a_1 b_1}{b_0} \quad c_1 = \frac{b_0 a_5 - a_1 b_2}{b_0} \quad (4.4)$$

$$f_0 = \frac{e_0 d_1 - d_0 e_1}{e} \quad g_0 = \frac{f_0 e_1 - e_0 \cdot 0}{\phi} = e_1 \quad (4.5)$$

Se a equação característica é de ordem n , a tabela de Routh-Hurwitz terá n linhas. As duas últimas linhas da tabela, correspondentes a s^0 e s^1 , terão uma coluna; as duas linhas seguintes, correspondentes a s^2 e s^3 , terão duas colunas; e assim sucessivamente.

Uma vez realizados os cálculos dos termos da tabulação de Routh, o último passo consiste em investigar os sinais dos coeficientes na primeira coluna da tabela, que contém informações sobre as raízes da equação. As raízes da equação estarão todas do lado esquerdo se todos os elementos da primeira coluna da tabela de Routh apresentarem o mesmo sinal. Consequentemente, o número de mudanças de sinais nos elementos da primeira coluna é igual ao número de raízes com partes reais positivas.

Algumas situações particulares podem ocorrer quando o primeiro elemento de uma linha é nulo. Neste contexto, devem ser analisados dois casos distintos:

- o primeiro elemento da linha é nulo e há pelo menos um outro elemento da mesma linha não-nulo; ou
- todos os elementos de uma linha são nulos (esta situação inclui o caso da linha com um único elemento nulo).

Quando o primeiro elemento de uma linha é nulo e há pelo menos um elemento não-nulo na mesma linha, o elemento nulo pode ser substituído por um pequeno número positivo ϵ e, em seguida, faz-se ϵ tender a zero e verifica-se o número de mudanças de sinal na tabulação de Routh-Hurwitz.

No segundo caso especial, quando ocorre uma linha com todos os elementos nulos na tabulação de Routh-Hurwitz, isto indica que o polinômio contém singularidades que estão simetricamente dispostas em torno da origem do plano s . Logo, ocorrem fatores como $(s + \sigma)(s - \sigma)$ ou $(s + j\omega)(s - j\omega)$. Consequentemente, o sistema é instável ou, pelo menos, marginalmente estável.

Nesta situação, a linha que imediatamente precede a linha nula na tabela fornece os coeficientes do chamado polinômio auxiliar. As raízes deste polinômio auxiliar são os pólos da equação característica responsáveis pelo aparecimento da linha nula. Portanto, para este caso particular, a estabilidade pode ser determinada avaliando as raízes do polinômio auxiliar e as mudanças de sinais que ocorrem até a linha nula.

Por fim, vale ressaltar que o critério de Routh-Hurwitz é válido somente se a equação característica é linear com coeficientes reais. Se qualquer um dos coeficientes for complexo, ou a equação for não linear, como contendo funções exponenciais, o critério de Routh-Hurwitz não pode ser aplicado.

4.2 Análise da Resposta Transiente

O comportamento dinâmico de um sistemas quando sujeito a ações de faltas ou perturbações pode ser visto sob duas perspectivas diferentes e complementares: o comportamento num curto período, logo após a perturbação, e o comportamento no longo período, quando sua dinâmica torna-se estável (ou não, dependendo do sistema) ou repetitiva.

O comportamento de curto período é conhecido como resposta transitória ou simplesmente transiente. O comportamento após o desaparecimento da resposta transitória é conhecido resposta em regime permanente.

Por fim, a análise da resposta temporal pode ser feita tendo como base a função de transferência de 1ª e 2ª ordem que correspondem aos sistemas mais comuns. Para os sistemas de ordem superior, é possível decompor sua resposta em frações menores conforme demonstrado em 4.1 e então avaliar seu comportamento com base nas respostas de sistema de ordem menor.

Neste capítulo será apresentada uma breve revisão acerca da análise transiente dos sistemas de controle, entretanto, para um estudo completo recomenda-se que o leitor recorra as referências [13-15].

4.2.1 Sistemas de Primeira Ordem

Sistemas de primeira ordem possuem função de transferência na forma:

$$G(s) = \frac{U(s)}{R(s)} = \frac{K}{\tau \cdot s + 1} \quad (4.6)$$

onde $C(s)$ corresponde ao sinal de saída, $R(s)$ ao sinal de entrada, τ é a constante de tempo do sistema e K é o ganho. Para uma entrada em degrau unitário, sua resposta será dada por:

$$C(s) = \frac{K}{s(\tau \cdot s + 1)} \quad (4.7)$$

Decompondo $C(s)$ em frações parciais e aplicando a transformada de Laplace inversa, obtém-se a resposta no domínio do tempo, dada por:

$$c(t) = K \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (4.8)$$

Pela equação acima, verifica-se que o sistema tende para o valor K em regime permanente, razão pela qual esse parâmetro do sistema é denominado ganho DC.

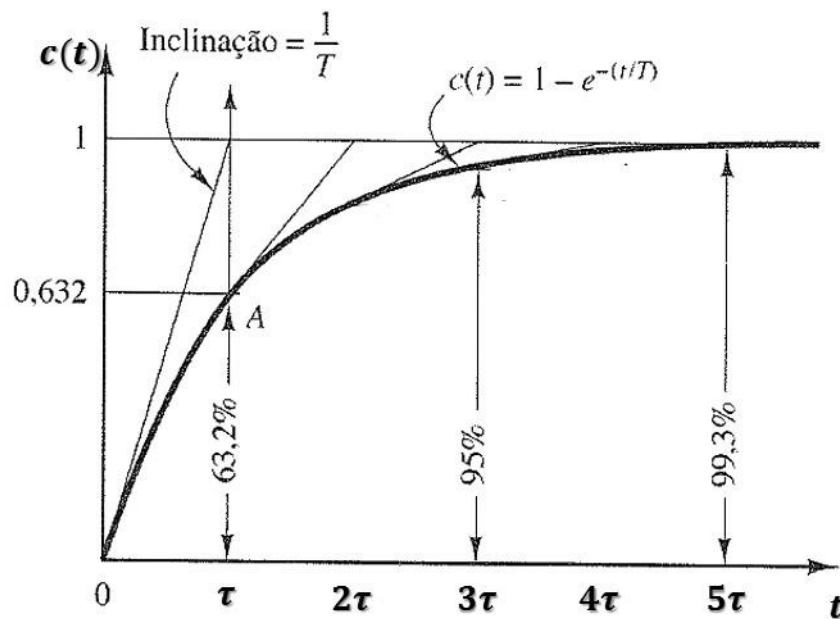


Figura 12: Resposta de um sistema de primeira ordem a um degrau unitário.

Fonte: Ogata (2003, p 115), modificado pelo autor.

A Figura 12 mostra a resposta de um sistema de primeira ordem para uma entrada degrau unitário no caso em que $K = 1$. A resposta parte de $c(0) = 0$ e aproxima-se do valor unitário, atingindo 63,2% de seu valor de regime permanente quando $t = \tau$. Consequentemente, o sistema responde mais rapidamente quanto menor for o valor de τ , razão pela qual esse parâmetro do sistema é denominado constante de tempo.

Verifica-se ainda, a partir de 4.7, que o pólo dos sistemas de primeira ordem localiza-se em $s = -1/\tau$, de modo que quanto mais afastado do eixo imaginário estiver o pólo, mais rapidamente o sistema estabilizará.

Quando $t = 4\tau$, a diferença entre o valor de referência $r(t)$ e a resposta do sistema $c_D(t)$ é menor que 2%. Admite-se então que se a resposta ficar limitada dentro de uma faixa de erro de 2%, o sistema atingiu o regime permanente.

4.2.2 Sistemas de Segunda Ordem

Sistemas de segunda ordem possuem função de transferência na forma:

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (4.9)$$

Para uma entrada em degrau unitário, sua resposta será dada por:

$$C(s) = \frac{b_0}{a_0} \cdot \frac{a_0}{s(a_2 s^2 + a_1 s + a_0)} \quad (4.10)$$

E o valor em regime permanente da resposta ao degrau deste sistema poder ser obtido através do Teorema do Valor Final, onde:

$$c(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} c(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot C(s) = \frac{b_0}{a_0} \quad (4.11)$$

Portanto, o ganho CC do sistema é dado por $K = b_0/a_0$

Dependendo dos pólos da função de transferência em 4.9, o sistema pode desempenhar três comportamentos diferentes, a saber: superamortecido, criticamente amortecido ou subamortecido.

4.2.2.1 Sistemas Subamortecidos

Neste caso, os dois pólos de 4.9 são complexos conjugados e localizados em:

$$p_{1,2} = -\frac{a_1}{2 \cdot a_2} \pm j \cdot \sqrt{\frac{a_0}{a_2} - \left(\frac{a_1}{2 \cdot a_2}\right)^2} \quad (4.12)$$

Decompondo 4.9 em frações parciais e aplicando a transformada inversa de Laplace, obtém-se a resposta no domínio do tempo, dada por:

$$c(t) = K \left\{ 1 - e^{-\xi \omega_n t} \left[\cos(\omega_d t) + \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin(\omega_d t) \right] \right\} \quad (4.13)$$

onde ω_n corresponde a sua frequência natural, ω_d a frequência natural amortecida e ξ ao coeficiente de amortecimento, que são definidos como:

$$\xi = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}} \quad (4.14)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} \quad (4.15)$$

$$\omega_d = \sqrt{\frac{a_0}{a_2} - \left(\frac{a_1}{2 \cdot a_2}\right)^2} = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} = \frac{(a_1)^2}{4 \cdot a_0 \cdot a_2} = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \quad (4.16)$$

No caso de um sistemas subamortecido, a resposta $c(t)$ apresentará oscilações durante o período transitório e o valor do coeficiente de amortecimento assume valores tal que $\xi < 1$.

Observa-se que $\omega_d < \omega_n$, de modo que quanto maior for essa diferença, mais amortecido será o sistema e, conseqüentemente, maior será o valor de ξ . Verifica-se que, se ocorrer $(a_1)^2 = 4 \cdot a_0 \cdot a_2$, não haverá mais oscilação e o sistema é dito criticamente amortecido.

4.2.2.2 Sistemas Criticamente amortecidos

Neste caso, têm-se um pólo real duplo e negativo localizado em:

$$p_{1,2} = -\frac{a_1}{2 \cdot a_2} \quad (4.17)$$

Decompondo 4.9 em frações parciais e aplicando a transformada inversa de Laplace, obtém-se a resposta no domínio do tempo, dada por:

$$c(t) = K [1 - e^{-\xi \omega_n t} (1 + \omega_d t)] \quad (4.18)$$

Portanto o sistema apresenta uma resposta não oscilatória e, para este caso, o valor do coeficiente de amortecimento $\xi = 1$.

4.2.2.3 Sistemas Superamortecidos

Neste caso, os dois pólos de 4.9 são complexos conjugados e localizados em:

$$s = -\frac{a_1}{a_0} \pm \sqrt{\left(\frac{a_1}{a_0}\right)^2 - \frac{a_2}{a_0}} \quad (4.19)$$

Decompondo a função de transferência correspondente em frações parciais e aplicando a transformada inversa de Laplace, obtém-se a resposta no domínio do tempo, dada por:

$$c(t) = K \left[1 + \frac{1}{-1} \left(\frac{e^{-\omega_n(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})t}}{\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}} - \frac{e^{-\omega_n(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})t}}{\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}} \right) \right] 2\sqrt{\xi^2} \quad (4.20)$$

Sendo assim $c(t)$ apresenta uma resposta não oscilatória e para este caso o valor do coeficiente de amortecimento ξ assume valores maiores do que a unidade. A Figura 13 mostra as diversas respostas de um sistema de segunda ordem a uma entrada degrau unitário, em função da constante de amortecimento ξ .

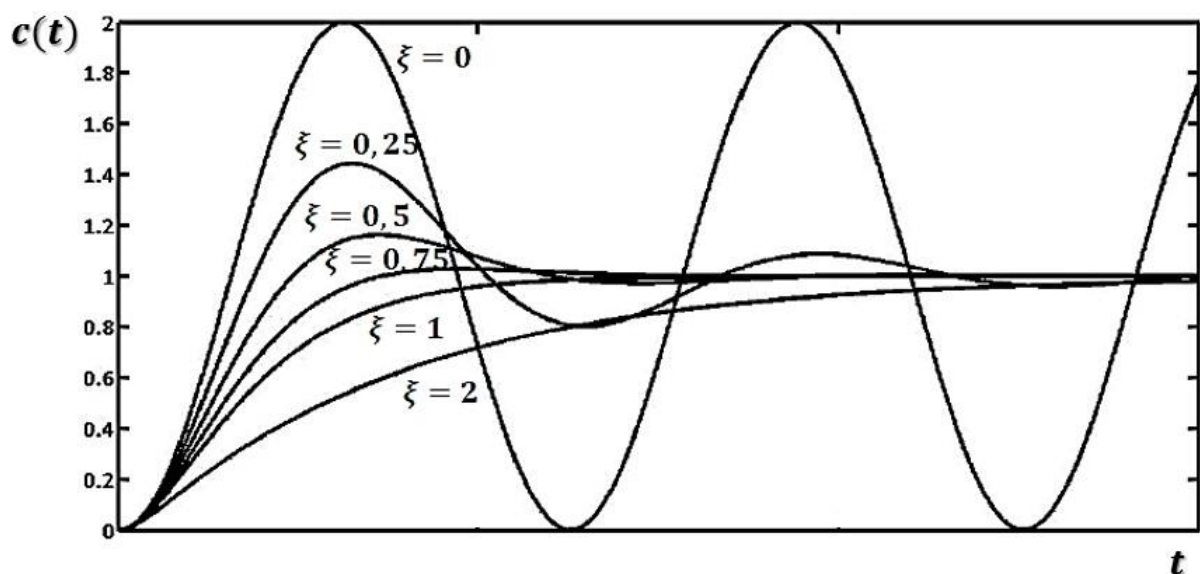


Figura 13: Resposta de um sistema de segunda ordem ao degrau unitário, para diferentes valores da constante de amortecimento ξ .

Fonte: Ogata (2003, p 125), modificado pelo autor.

4.2.3 Sistemas de Ordem Superior

Para um sistema de ordem superior n , a resposta a um degrau unitário pode ser escrita no domínio de Laplace da seguinte forma

$$C(s) = \frac{K \prod_{i=1}^m (s + z_i)}{s \cdot \prod_{j=1}^q (s + p_j) \cdot \prod_{k=1}^r (s^2 + 2 \cdot \xi_k \cdot \omega_k \cdot s + \omega_k^2)} \quad (4.21)$$

caso em que os pólos do sistema consistem em q pólos reais e r pares de pólos complexos conjugados, de modo que o total de pólos deve satisfazer $q + 2 \cdot r = n$. Expandindo a equação acima em frações parciais, tem-se:

$$C(s) = \frac{a}{s} + \sum_{j=1}^q \frac{a_j}{s + p_j} + \sum_{k=1}^r \frac{b_k (s + \xi_k \cdot \omega_k) + c_k \omega_k \sqrt{1 - \xi_k^2}}{s^2 + 2 \cdot \xi_k \cdot \omega_k \cdot s + \omega_k^2} \quad (4.22)$$

E aplicando a transformada inversa:

$$c(t) = a + \sum_{j=1}^q a_j e^{p_j t} + \sum_{k=1}^r \frac{b_k (\omega_k \sqrt{1 - \xi_k^2}) + c_k \omega_k}{\omega_k \sqrt{1 - \xi_k^2}} e^{-\xi_k \omega_k t} \sin(\omega_k \sqrt{1 - \xi_k^2} t) \quad (4.23)$$

Portanto, conclui-se que a curva de resposta de um sistema estável de ordem superior é a soma de um certo número de curvas exponenciais e curvas senoidais amortecidas, ou seja, a resposta de um sistema de ordem superior é composta pela resposta de sistemas de 1ª e 2ª ordem.

4.2.4 Análise de Desempenho com Base na Resposta Transiente

Para sistemas de controle linear, a caracterização da resposta transiente é feita frequentemente a partir da resposta ao degrau unitário, em que a Figura 14 apresenta uma resposta típica. Geralmente, as características de desempenho de sistemas de controle são especificadas em termos de grandezas no domínio do tempo como tempo de subida, tempo de resposta e sobressinal.

Na prática, antes de atingir o regime permanente, a resposta transitória de um sistema de controle apresenta, frequentemente, oscilações amortecidas como mostrado na Figura 14.

Nos requisitos de desempenho de um sistema de controle, é comum se especificar as seguintes grandezas para sua resposta transitória a uma entrada em degrau unitário:

- Tempo de subida t_r
- Tempo de pico t_p
- Sobressinal máximo ou *overshoot* M_p
- Tempo de acomodação ou tempo de resposta t_s

Estas especificações são baseadas no comportamento de sistemas de segunda ordem e serão definidas a seguir.

Tempo de subida (t_r): é o tempo que o sistema leva para passar de 0 a 100% do seu valor final, ou então de 5% a 95%, ou ainda de 10% a 90%. Para sistemas de segunda ordem subamortecidos, normalmente se usa o tempo de subida de 10% a 90%.

Tempo de pico (t_p): é o intervalo de tempo necessário até que o sistema atinja seu primeiro sobressinal.

Sobressinal máximo ou *overshoot* (M_p): é o máximo valor de pico da curva de resposta medido a partir do valor unitário. Quando, no caso comum, o valor final de regime estacionário da resposta difere da unidade, usa-se o máximo sobressinal percentual que é definido por:

$$M_p = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \quad (4.24)$$

Tempo de acomodação ou tempo de resposta (t_s): é o tempo necessário para a curva de resposta alcançar e permanecer dentro de uma faixa em torno do valor final, cuja magnitude é especificada por uma porcentagem absoluta do valor final (normalmente 2% ou 5%).

As equações abaixo apresentam as expressões matemáticas utilizadas para o cálculo de cada um desses parâmetros.

$$t_r = \frac{\pi - \cos^{-1}\xi}{\omega_d} \quad (4.25)$$

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \quad (4.26)$$

$$M_p = e^{-\xi \pi / \sqrt{1-\xi^2}} \quad (4.27)$$

$$t_{s(2\%)} = \frac{4}{\sigma} = \frac{4}{\xi \cdot \omega_n} \quad \text{ou} \quad t_{s(5\%)} = \frac{3}{\sigma} = \frac{3}{\xi \cdot \omega_n} \quad (4.28)$$

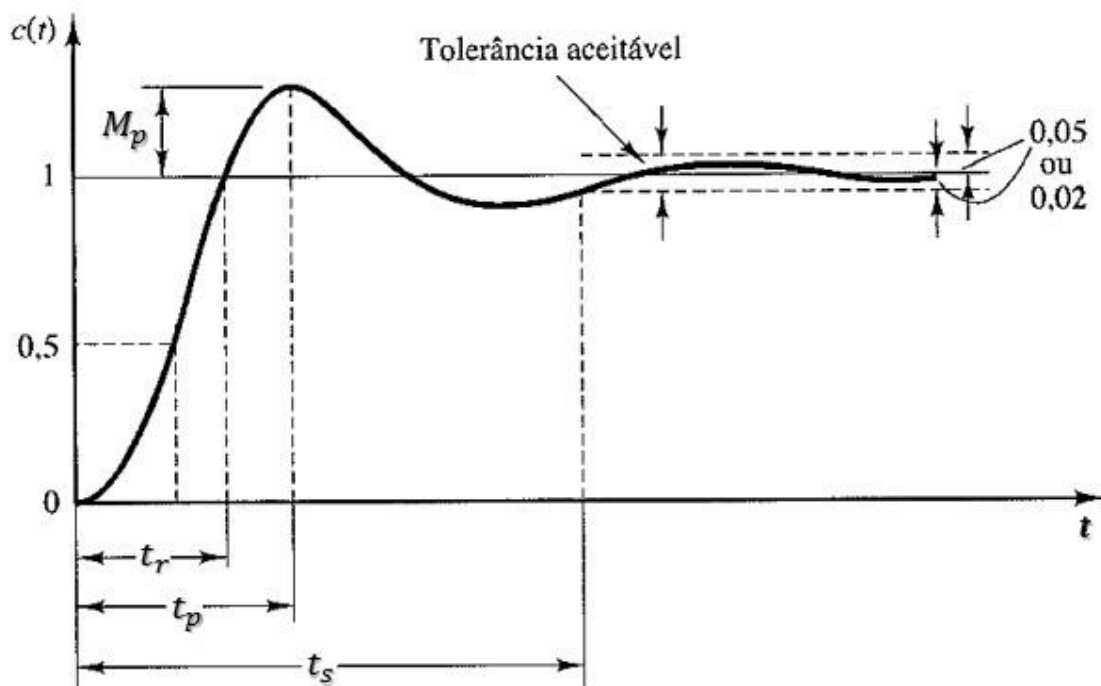


Figura 14: Curva de resposta ao degrau unitário mostrando t_r , t_p , M_p e t_s .

Fonte: Ogata (2003, p 126), modificado pelo autor.

4.2.5 Especificações da Resposta Transiente

As especificações no domínio do tempo dadas acima são muito importantes para atingir uma resposta transitória seja satisfatória. Vale ressaltar que essas especificações não se aplicam necessariamente a todos os sistemas. Para um sistema de primeira ordem, por exemplo, os termos tempo de pico e máximo sobressinal não se aplicam, uma vez que ele não apresenta oscilações durante o período transiente.

Observa-se também que o sobressinal máximo e tempo de subida são especificações conflitantes, isto é, não é possível minimizar o sobressinal máximo e o tempo de subida simultaneamente. Diminuindo um, o outro necessariamente aumentará.

De modo geral, independente da ordem do sistema, um dos requisitos de desempenho é que o sistema apresente uma resposta transitória suficientemente rápida e amortecida. Portanto, a menos que a aplicação não tolere oscilações, é desejável que:

$$0,4 \leq \xi \leq 0,8$$

- Se $\xi \leq 0,4$, o sobressinal será excessivo, mas o sistema responderá relativamente rápido;
- Se $\xi \geq 0,8$, o sistema responderá de forma lenta, mas sem sobressinal.

Sendo assim, a Figura 15 apresenta um exemplo de lugar das raízes para um sistema de 4ª ordem. A região desejável está destacada em branco e possui como condições de contorno as curvas correspondentes ao sobressinal M_p e ao tempo de acomodação t_s requisitados pelo projeto. Ela corresponde à área que os pólos de malha fechada do sistema devem ocupar no lugar das raízes para apresentar uma resposta transitória suficientemente rápida e amortecida.

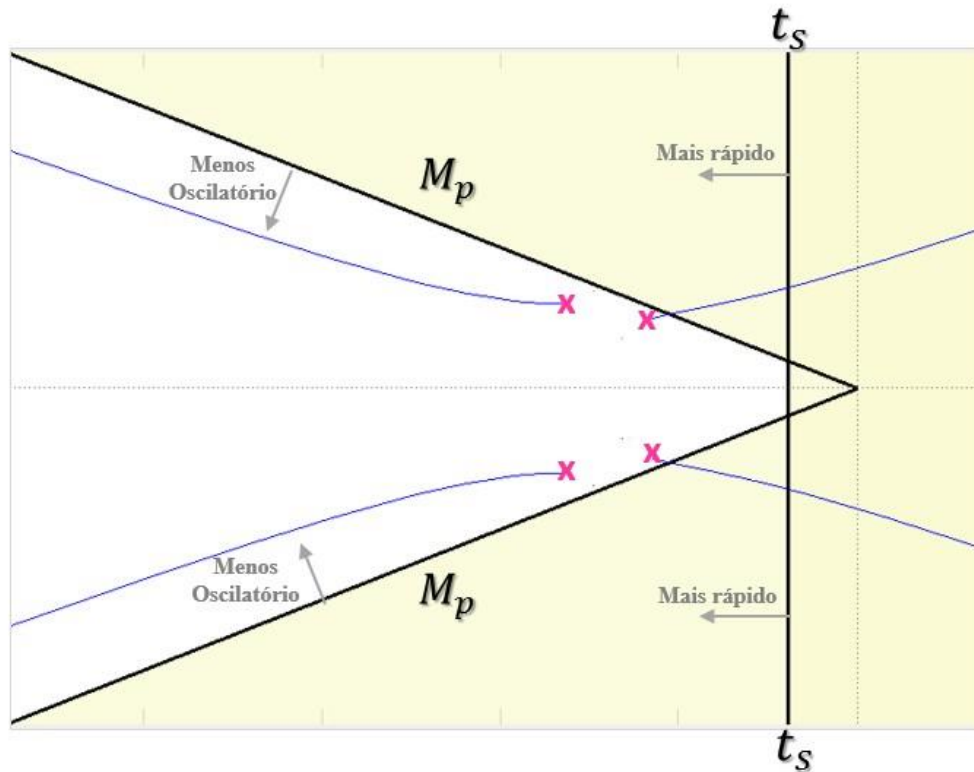


Figura 15: Região no lugar das raízes que atende aos requisitos de desempenho do sistema.

Por fim, uma avaliação da resposta transitória pode ser realizada com relação aos pólos dominantes do sistema. Para um sistema estável, os pólos que estão mais distantes do eixo $j\omega$ tem partes reais negativas σ de maior valor e, conseqüentemente, os termos exponenciais correspondentes a sua resposta temporal decaem rapidamente a zero. Sendo assim, os pólos com maiores valores σ têm um transitório muito rápido e apresentarão menor influência para a resposta transitória do sistema, conforme ilustrado na Figura 16a.

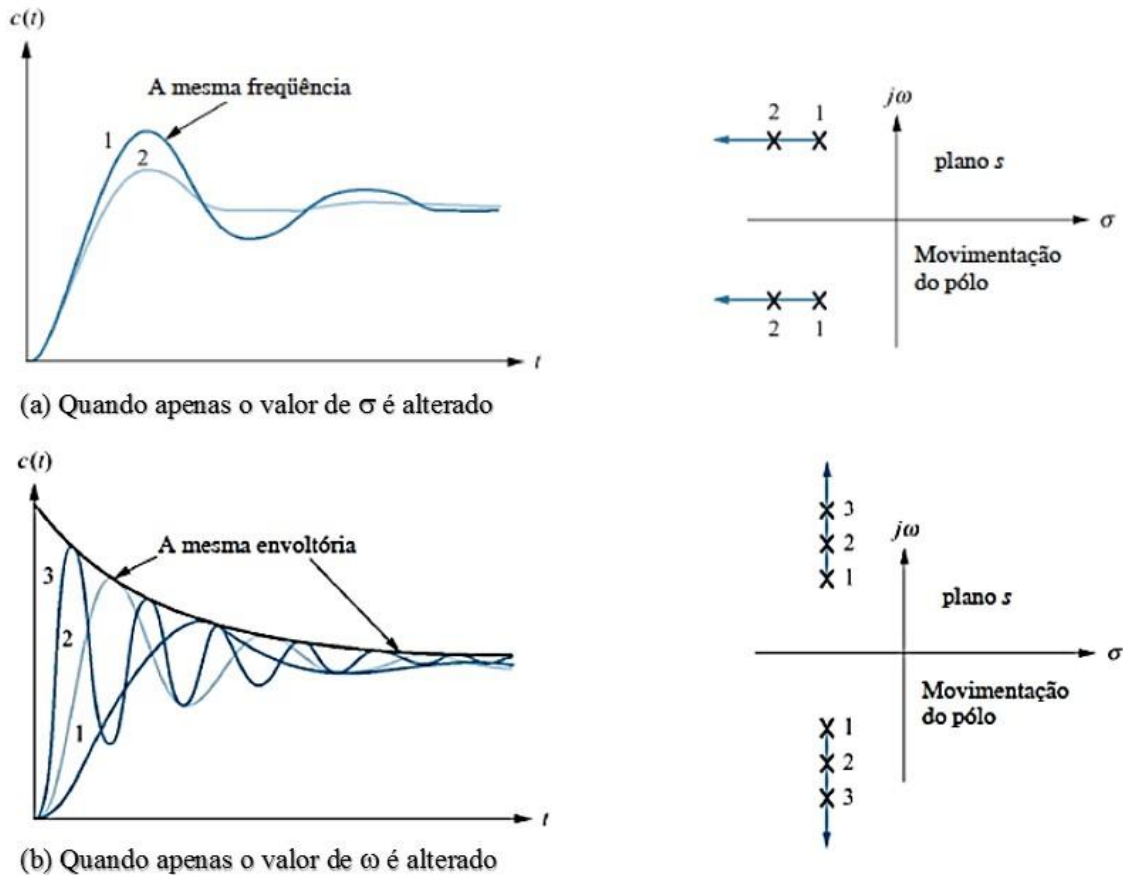


Figura 16: A influência dos pólos dominantes na resposta transiente.

Fonte: Nise (2011, p 184), modificado pelo autor.

Tomando como exemplo dois pólos, para os quais não existem zeros na vizinhança e cuja a razão entre suas partes reais é maior do que cinco, obtém-se como resultado que a contribuição do pólo de malha fechada mais próximo do eixo $j\omega$ prevalece na resposta transitória. Desse modo, o pólo mais próximo da origem é chamado de dominante e o mais distante do eixo $j\omega$ é chamado de dominado. Consequentemente, a dinâmica de sistemas complexos pode ser caracterizada por seu conjunto de pólos dominantes.

Observa-se também a influência que a parcela imaginária $j\omega$ dos pólos tem sobre a resposta transitória. Conforme apresentado na Figura 16b, quanto maior o valor de ω , maior o será o sobressinal e mais oscilatória será a resposta transitória. Portanto, a parte imaginária do pólo está relacionada à frequência da oscilação senoidal e quanto mais dominante for o pólo, maior será a sua contribuição para a resposta do sistema.

4.3 Projeto de controladores por alocação de pólos

Conforme discutido anteriormente, a posição dos pólos de malha fechada está diretamente relacionada com a resposta transitória, de modo que as propriedades dos sistemas de malha fechada serão determinadas por seus pólos. Sendo assim, o método de sintonia baseado na alocação de pólos é aplicável para processos cuja função de transferência seja conhecida e sua proposta é projetar um controlador para que um sistema de malha fechada tenha os pólos desejados.

Vale ressaltar que a ordem do controlador aumenta com a complexidade do modelo a ser controlado. Dessa forma, para obter um controlador do tipo proporcional, integral e derivativo (controlador PID), faz-se necessário restringir o modelo a um sistema de primeira ou segunda ordem. Para processos mais complexos, podem ser realizadas algumas aproximações para reduzir a função de transferência conforme descrito em [21].

O projeto de controladores por alocação de pólos neste trabalho seguirá o padrão apresentado em [21], que é discorrido através de exemplos. Para outros exemplos e para um desenvolvimento completo do projeto de controladores é recomendado que o leitor recorra a uma das referências [13], [14] e [21].

4.3.1 Controlador PI para um sistema de primeira ordem

Seja um sistema de primeira ordem $G_p(s)$ descrito pela função de transferência 4.29, em que ganho é dado por K_p e a constante de tempo por τ

$$G_p(s) = \frac{K_p}{1 + \tau \cdot s} \quad (4.29)$$

Se um controlador proporcional-integral (controlador PI) dado por 4.30 for especificado para controlar esse processo, o sistema em malha fechada obtido será de segunda ordem, conforme 4.31.

$$G_c(s) = K \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_i} \right) \quad (4.30)$$

$$\mathcal{G} = \frac{G_p \cdot G_c}{1 + G_p \cdot G_c} \quad (4.31)$$

Os dois pólos de malha fechada podem ser escolhidos arbitrariamente pela seleção adequada do ganho proporcional K e do tempo integral T_i do controlador. Portanto, determinado os pólos de malha fechada a partir da equação característica, tem-se:

$$1 + G_c \cdot G_p = 0 \quad (4.32)$$

$$s^2 + \frac{1+K_p K}{\tau} \cdot s + \frac{K_p \cdot K}{\tau \cdot T_i} = 0 \quad (4.33)$$

Além disso, os pólos de malha fechada também podem ser caracterizados por um amortecimento ξ e uma frequência ω_0 , conforme a equação característica típica de um sistema de segunda ordem a seguir:

$$s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 = 0 \quad (4.34)$$

Igualando os coeficientes das equações características 4.33 e 4.34 e resolvendo para obter os parâmetros do controlador, tem-se:

$$K = \frac{2\xi\omega_0\tau - 1}{K_p} \quad (4.35)$$

$$T_i = \frac{2\xi\omega_0\tau - 1}{\omega_0^2 \cdot \tau} \quad (4.36)$$

Consequentemente, a partir da especificação da resposta transiente desejada, é possível escolher os pólos de malha fechada desejados em função de ξ e ω_0 e então determinar os parâmetros do controlador necessário.

4.3.2 Controlador PID para um sistema de segunda ordem

Seja um sistema de segunda ordem descrito pela função de transferência a seguir:

$$G_p = \frac{K_p}{(1 + \tau_1 \cdot s)(1 + \tau_2 \cdot s)} \quad (4.37)$$

Utilizando um controlador PID é possível alocar arbitrariamente três pólos de malha fechada do sistema através da escolha apropriada do ganho K , do tempo integral T_i e do tempo

derivativo T_d . A função de transferência do controlador é descrita por 4.38 e a equação característica de malha fechada do sistema pode ser obtida conforme se segue.

$$G_c = K \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_i} + s \cdot T_d \right) \quad (4.38)$$

$$1 + G_c \cdot G_p = 0 \quad (4.39)$$

$$s^3 + \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{K_p \cdot K \cdot T_d}{\tau_1 \tau_2} \right) s^2 + \left(\frac{1}{\tau_2} + \frac{K_p K}{\tau_1 \tau_2} \right) s + \frac{K_p \cdot K}{\tau_1 \tau_2 T_i} = 0 \quad (4.40)$$

Uma equação característica de terceira ordem pode ser convenientemente arranjada de acordo com 4.41, a qual contém dois pólos dominantes com amortecimento relativo ξ e frequência ω_0 , e um pólo real localizado em $-\alpha\omega_0$.

$$(s + \alpha \cdot \omega_0)(s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2) = 0 \quad (4.41)$$

Aplicando a igualdade de polinômios a 4.40 e 4.41, resulta em:

$$\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{K_p \cdot K \cdot T_d}{\tau_1 \cdot \tau_2} = \omega_0(\alpha + 2 \cdot \xi) \quad (4.42)$$

$$\frac{1}{\tau_2} + \frac{K_p \cdot K}{\tau_1 \tau_2} = \omega_0^2(1 + 2 \cdot \xi \cdot \alpha) \quad (4.43)$$

$$\frac{K_p \cdot K}{\tau_1 \tau_2 T_i} = \alpha \cdot \omega_0^2 \quad (4.44)$$

Resolvendo as equações 4.42, 4.43 e 4.44, obtêm-se os seguintes parâmetros para o controlador:

$$K = \frac{\tau_1 \cdot \tau_2 \cdot \omega_0^2(1 + 2 \cdot \alpha \cdot \xi) - 1}{K_p} \quad (4.45)$$

$$T_i = \frac{\tau_1 \cdot \tau_2 \cdot \omega_0^2(1 + 2 \cdot \alpha \cdot \xi) - 1}{\tau_1 \cdot \tau_2 \cdot \alpha \cdot \omega_0^3} \quad (4.46)$$

$$T_d = \frac{\tau_1 \tau_2 \omega_0(\alpha + 2 \cdot \xi) - \tau_1 - \tau_2}{\tau_1 \cdot \tau_2 \cdot \omega_0^2(1 + 2 \cdot \alpha \cdot \xi) - 1} \quad (4.47)$$

Assim, a partir das especificações de resposta transitória, é possível determinar ξ e ω_0 e selecionar uma configuração de pólos de malha fechada que atenda a essa necessidade. Como ω_0 é a frequência dos pólos dominantes desejados para malha fechada, uma escolha conveniente para o terceiro pólo $-\alpha\omega_0$ é especificar α tal que este pólo seja muito mais rápido do que ω_0 e sua dinâmica seja insignificante perto do resposta transitória dos pólos dominantes.

4.4 Modelo do Gerador Síncrono no Domínio de Laplace

Os modelos são necessários para permitir o controle, supervisão, diagnóstico e previsão dos processos. A modelagem de um sistema pode ser realizada de forma analítica, no caso em que a partir das leis físicas é possível estabelecer equações matemáticas que descrevam o comportamento daquele processo. Na prática, entretanto, muitas vezes só é possível fazer a modelagem baseada nos dados, pois a planta está instalada e operando há muito tempo e as informações do fabricante não estão mais disponíveis ou seria muito complexo descrevê-la através de leis físicas. Para esse caso, o modelo deve ser identificado através de dados experimentais e estruturas pré-definidas conforme proposto em [16] e [17].

Para este trabalho, o modelo do gerador síncrono no domínio de Laplace será obtido de forma analítica, em que o comportamento eletromecânico já foi caracterizado matematicamente no Capítulo 2.

Portanto, aplicando a transformada de Laplace para o conjunto de equações em 2.48 e linearizando as equações diferenciais em torno de um ponto de operação é possível estabelecer uma função de transferência que relacione a potência mecânica $\Delta P_e(s)$ de entrada com a velocidade desenvolvida no eixo $\Delta\omega(s)$, bem como a tensão de campo $\Delta E_f(s)$ com a tensão terminal $\Delta V_t(s)$. Após a manipulações algébricas adequadas do conjunto de equações 2.48, seguindo a abordagem descrita em [18], as expressões para as funções de transferência no domínio s são dadas por:

$$\Delta P_e(s) = K_1 \cdot \Delta\theta(s) + K_2 \cdot \Delta E(s) - K_{2d} \cdot \Delta E'_d(s) \quad (4.48)$$

$$\Delta V(s) = K_5 \cdot \Delta\theta(s) + K_6 \cdot \Delta E''(s) + K_{6d} \cdot \Delta E''_d(s) \quad (4.49)$$

$$\Delta E''_q(s) = K_3(s) \cdot \Delta E_f(s) - K_4(s) \cdot \Delta\theta(s) \quad (4.50)$$

$$\Delta E''_d(s) = K_{4d}(s) \cdot \Delta\theta(s) \quad (4.51)$$

$$\Delta\omega(s) = \frac{1}{J \cdot s} [\Delta P_m(s) - \Delta P_e(s) - D \cdot \Delta\omega(s)] \quad (4.52)$$

4.5 Método de Sintonia dos Controladores

A sintonia dos controladores para os sistemas de excitação e do governador de velocidade são necessárias a fim de se obter a resposta transiente desejada. Dessa forma, os parâmetros dos controladores devem ser ajustados de modo que a resposta de malha fechada, mesmo quando sujeito a pequenas perturbações nas condições de operação, siga as especificações de projeto, como por exemplo: tempo de subida, sobressinal, tempo de acomodação, margem de ganho e margem de fase.

Selecionar os parâmetros de um controlador sem um método de sintonia adequado pode levar o sistema a uma resposta muito lenta, de forma que o controlador pode não ser capaz de lidar com as perturbações ou de alcançar o valor do *setpoint* dentro de um tempo adequado. Por outro lado, escolher parâmetros para uma ação de controle mais agressiva, apesar de produzir valores de tempo de subida menores, pode levar o sistema para um comportamento oscilatório e instável.

Este trabalho descreve metodologias de sintonia para os parâmetros dos controladores de tensão e velocidade a fim de garantir a operação estável e os requisitos de projeto. O projeto do controlador será desenvolvido para uma máquina síncrona e os parâmetros dos controladores serão aplicados para o VSG equivalente.

4.5.1 Sintonia do Governador de Velocidade

Como o acoplamento entre as malhas de controle de tensão e velocidade é fraco, o projeto dos seus controladores se reduz a tarefa de sintonizar cada um deles para uma malha de controle na qual um sinal de entrada gera uma sinal de saída (*Single Input- Single Output*, SISO).

A malha fechada para controle de velocidade está representada na Figura 18, em que as constantes de tempo da turbina foram desprezadas e a função de transferência do governador de velocidade se resume a um controle *droop* com ganho D_p [8]. H e D são constantes representativas da máquina e estão associados, respectivamente, com sua inércia e amortecimento, conforme discutido no Capítulo 2.

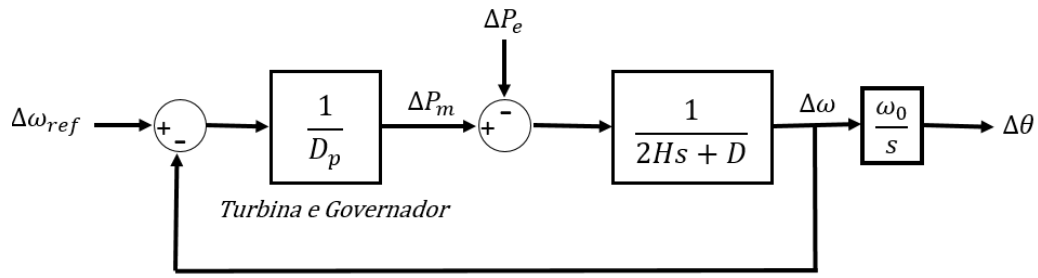


Figura 18: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada para controle de velocidade.

O modelo de governador empregado neste trabalho para controle de potência ativa-frequência consiste em um regulador de velocidade com lei de formação dada por 4.54. Ele não segue a padronização presente no IEEE, tendo uma concepção mais simples e direta, em que P_{ref} e ω_{ref} são os valores de referência e D_p é o ganho do regulador de velocidade.

$$P_m - P_g = \frac{1}{D_p} (\omega_g - \omega) \quad (4.54)$$

Observa-se que a Figura 18 é um fragmento da Figura 17 correspondente à malha de controle de velocidade. Portanto, a função de transferência de malha fechada correspondente é dada por:

$$G_{vel}^{\Delta P_m} = \frac{1/D_p}{2 \cdot H \cdot s + D + \frac{1}{D_p}} \quad (4.55)$$

Sendo assim, a malha de controle de velocidade pode ser modelada como um sistema de primeira ordem, cuja equação característica e constante de tempo são dadas, respectivamente, por:

$$2 \cdot H \cdot s + D + \frac{1}{D_p} = 0 \quad (4.56)$$

$$\tau_d = \frac{2 \cdot H}{D + \frac{1}{D_p}} \quad (4.57)$$

Para garantir um comportamento estável, faz-se necessário que as raízes de 4.56 estejam do lado esquerdo do plano complexo. Aplicando-se o critério de Routh-Hurwitz, verifica-se que a condição necessária e suficiente para que o sistema seja estável é que o valor $D + 1/D_p$ seja positivo. Consequentemente, como o amortecimento D é um valor positivo, basta que o ganho *droop* D_p seja maior do que zero.

Além de ser estável, também é desejável que o sistema apresente uma resposta transitória satisfatória. Para um sistema de primeira ordem, o tempo de subida e de acomodação devem ser escolhidos de forma que o tempo necessário para atingir o regime permanente não seja muito lento. Por outro lado, escolher valores muito pequenos de resposta, requer que o controlador imponha ações de controle mais agressivas, que gera sinais com intensidade maior, sem necessariamente produzir respostas mais rápidas. Portanto, o tempo de acomodação deve ser estabelecido em projeto de acordo com as constantes de tempo envolvidas para cada projeto.

Desse modo, como o tempo de acomodação está relacionado com a constante de tempo, uma segunda restrição deve ser aplicada ao valor de D_p para que o sistema alcance o tempo de acomodação desejado. Assim, estabelecendo o tempo de acomodação t_s como cinco vezes a constante de tempo, resulta em:

$$t_s \approx \frac{10 \cdot H}{D + \frac{1}{D_p}} \quad (4.58)$$

$$D_p \approx \frac{t_s}{10 \cdot H - D \cdot t_s} \quad (4.59)$$

Portanto, o governador de velocidade será estável desde que D_p seja positivo e a sua sintonia se resume a condição 4.59 que está associada com o tempo de acomodação exigido pelo projeto.

4.5.2 Sintonia do Sistema de Excitação

A malha de controle de tensão está representada na Figura 19, onde o sistema de excitação destacado em cinza é combinado com as funções de transferência que descrevem o comportamento interno do gerador síncrono em verde.

O sistema de excitação mostrado na Figura 19 é uma adaptação do modelo DC2A padronizados pelo IEEE [12]. Nessa figura, a maior constante de tempo, T_A , e ganho, K_A , estão associados com o regulador de tensão, que fornece uma saída V_R que deve estar limitada entre

os valores $V_{R,MAX}$ e $V_{R,MIN}$. A saída do regulador de tensão é então utilizada para controlar a excitatriz, que pode ser auto-excitada ou de excitação independente. Para este trabalho, o valor $K_E = 1$ é empregado para representar uma excitatriz com excitação independente. Por fim, o sinal V_f derivado da tensão de campo é normalmente utilizado para proporcionar a estabilização do sistema de excitação através de uma realimentação com ganho K_F e constante de tempo T_F . Para efeito de simplificação, as constantes de tempo T_C e T_B presentes no modelo original são frequentemente pequenas o suficiente para serem desprezadas e, portanto, não aparecem na Figura 19. Além disso, os efeitos de saturação magnética do modelo da excitatriz não foram considerados nesta modelagem.

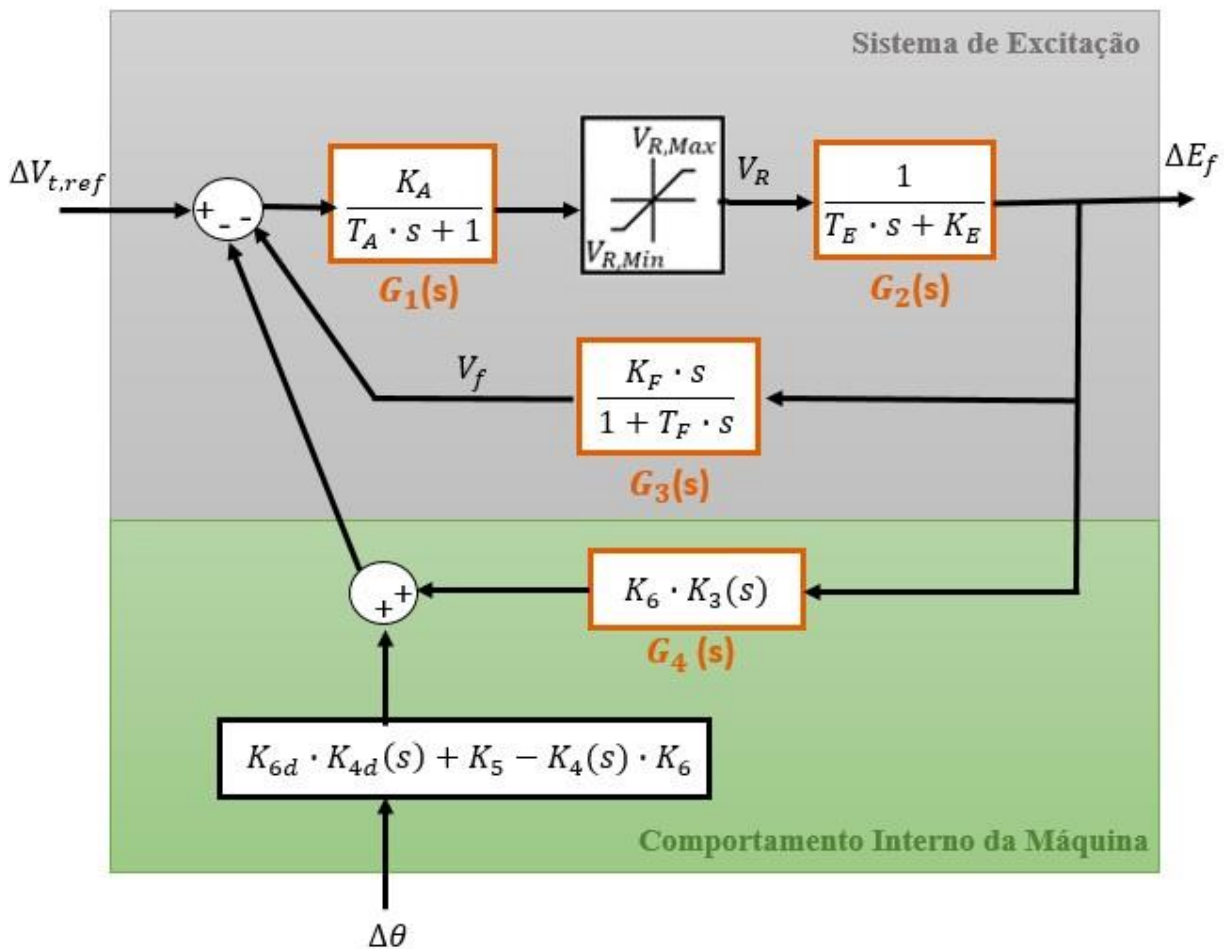


Figura 19: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada para controle de tensão.

A partir da Figura 19 e dos coeficientes disponíveis no Apêndice A, é possível calcular a função de transferência do sistema em malha fechada $G_{ext}(s)$ e estabelecer a equação característica do sistema em malha fechada conforme a seguir:

$$G_{ext}(s) = \frac{\Delta E_f}{\Delta V} = \frac{G(s) \cdot G(s)}{1 + G(s) \cdot G(s)} \quad (4.60)$$

$$G_{ext}(s) = \frac{K_A(1+T_F s)}{(T_A s + 1)(T_E s + 1)(T_F s + 1) + K_A K_F s + K_F (T_A s + 1) \cdot G(s)} \quad (4.61)$$

A função de transferência $G_4(s)$ exposta a seguir pode ser obtida através da manipulação das equações apresentadas no Apêndice A. Substituindo $G_4(s)$ em 4.61 resulta na função de transferência de malha fechada $G_{ext}(s)$, cujos coeficientes do numerador e denominador estão devidamente explicitados na Tabela 2.

$$G_4(s) = \frac{\tau_{d0} s^2 (x_d'' + x_d) + [\tau_d \{ (x_d'' + x_d) + (x_d - x_d') \} + \tau_d' (x_d' + x_d)] s + (x_{d0} + x_d)}{\tau_{d0} s^2 (x_d'' + x_d) + [\tau_d \{ (x_d'' + x_d) + (x_d - x_d') \} + \tau_d' (x_d' + x_d)] s + (x_{d0} + x_d)} \quad (4.62)$$

Tabela 2: Coeficientes da Função de Transferência em Malha Fechada

Ordem	Coeficientes Numerador
s^3	$K_A [\tau_{d0} T_F (x_d' + x_d)]_{tl}$
s^2	$K_A [\tau_{d0} T_F (x_d'' + x_d)] + K_d T [\tau_d \{ (x_{AF} + x_d) + (x_d - x_d') \} + \tau_d' (x_d' + x_d)]_{d \quad d \quad d \quad tl}$
s^1	$K_A [\tau_d \{ (x_d' + x_d) + (x_d - x_d') \} + \tau_d' (x_d' + x_d)] + K_d T (x_{AF} + x_d)_{d \quad tl}$
s^0	$K_A (x_{d0} + x_d)$
Ordem	Coeficientes Denominador
s^5	$T_A T_E T_F \tau_d (x_d' + x_d)_{tl}$
s^4	$(T_A T_E T_F + T_E T_F) \tau_d (x_d' + x_d)_{d \quad tl}$ $+ T_A T_E T_F [\tau_d \{ (x_d'' + x_d) + (x_d - x_d') \} + \tau_d' (x_d' + x_d)]_{d \quad tl}$
s^3	$(T_A T_E + T_E T_F + K_A K_F) \tau_d (x_d' + x_d)_{d \quad tl}$ $+ (T_A T_E T_F + T_E T_F) [\tau_d \{ (x_d'' + x_d) + (x_d - x_d') \} + \tau_d' (x_d' + x_d)]_{d \quad tl}$ $+ T_A T_E K_d$
s^2	$\tau_{d0} \tau_d (x_{d0} + x_d)_{tl}$ $+ [\tau_d \{ (x_d'' + x_d) + (x_d - x_d') \} + \tau_d' (x_d' + x_d)] (T_A T_E + T_E T_F + K_A K_F)_{A \quad F}$ $+ (T_A T_E T_F + T_E T_F) (x_{d0} + x_d) + K_A T x_{d0}$
s^1	$\tau_d \{ (x_d' + x_d) + (x_d - x_d') \} + \tau_d' (x_d' + x_d) + (T_A T_E + T_E T_F + K_A K_F) (x_{AF} + x_d)_{tl}$ $+ K_A (x_{d0} + T)_{F}$
s^0	$K_A (x_{d0} + x_d)$

A função de transferência $G_{ext}(s)$ e os coeficientes da Tabela 2 correspondem a um modelo de 6ª ordem de uma máquina síncrona. Dependendo do grau de complexidade e da precisão necessária em reproduzir a dinâmica de um gerador síncrono, pode-se incluir ou desprezar elementos que influenciam na resposta transitória e subtransitória [3].

Quando objetiva-se representar um gerador síncrono como um componente interagindo dinamicamente com o sistema elétrico, um modelo de ordem menor é suficientemente preciso. Como o objetivo deste trabalho é implementar um VSG capaz de emular o comportamento de uma máquina síncrona através de uma eletrônica de potência, será adotado um modelo de 4ª ordem. Adicionalmente, essa escolha está alinhada com o VSG desenvolvido na referência [23], permitindo dar continuidade a esta linha de pesquisa e obter resultados comparativos.

Dessa forma, se os efeitos dos enrolamentos amortecedores forem desprezados, as seguintes simplificações podem ser feitas:

$$\begin{aligned} \tau_d &= 0 & \tau_{q0} &= 0 \\ x_d'' &= x_d' & x_q'' &= x_q' \end{aligned} \quad (4.63)$$

Aplicando essas simplificações aos coeficientes da Tabela 2, obtém-se a função de transferência de malha fechada correspondente a um modelo de 4º ordem, cujos coeficientes do numerador e denominador estão explicitados na Tabela 3.

Tabela 3: Coeficientes da Função de Transferência em Malha Fechada Considerando o Modelo de 4ª ordem para uma Máquina Síncrona

Ordem	Coeficientes Numerador
s^2	$K_A \cdot T_F \cdot \tau_d (x_{tl} + x_d)$
s^1	$K_A \cdot \tau_d \cdot (x_d + x_{tl}) + K \cdot T_A (x_d + x_{tl})$
s^0	$K_A (x_d + x_{tl})$
Ordem	Coeficientes Denominador
s^4	$T_A \cdot T_E \cdot T_F \cdot \tau_d (x_{tl} + x_d)$
s^3	$\tau_d \cdot (x_d + x_{tl}) \cdot (T_A \cdot T_E + T_A \cdot T_F + T_E \cdot T_F) + T_A \cdot T_E \cdot T_F (x_d + x_{tl})$
s^2	$\tau_d \cdot (x_d + x_{tl}) \cdot (T_A + T_E + T_F + K \cdot K_A) + (T_A \cdot T_E + T_A \cdot T_F + T_E \cdot T_F) \cdot (x_d + x_{tl})$
s^1	$\tau_d \cdot (x_d + x_{tl}) + (T_A + T_E + T_F + K \cdot K_A) \cdot (x_d + x_{tl}) + K \cdot x_d \cdot T_F$
s^0	$K_A (x_d + x_{tl})$

Portanto, para prosseguir com a sintonia do controlador de tensão terminal, faz-se necessário analisar a equação característica do sistema do ponto de vista de estabilidade e resposta transiente. Dessa forma, a equação característica é dada por 4.64 e os valores C_i correspondem a cada um dos coeficientes do denominador apresentados na Tabela 3.

$$C_4s^4 + C_3s^3 + C_2s^2 + C_1s + C_0 = 0 \quad (4.64)$$

Verifica-se através da Tabela 2 e da Tabela 3 que os coeficientes da equação característica e, conseqüentemente, os pólos de malha fechada são dependentes dos parâmetros de sintonia do sistema de excitação T_A, T_E, T_F, K_A e K_F . Como a localização dos pólos no plano s define o comportamento transiente e o regime permanente, a sintonia do controlador de tensão será baseada na estratégia de alocação de pólos [21-22]. Portanto, o primeiro passo consiste em restringir a região do lugar das raízes para atingir as especificações de projeto como *overshoot* e tempo de acomodação, conforme ilustrado na Figura 15. Em seguida, um conjunto de pólos deve ser selecionado dentro dessa região, levando em consideração a ordem de equação característica. Finalmente, os parâmetros T_A, T_E, T_F, K_A e K_F devem ser ajustados de forma que as raízes da equação 4.64 sejam correspondentes aos pólos desejados.

Denotando por C_i os coeficientes da equação característica representados pela Tabela 2 e por P_i os coeficientes da equação característica obtida a partir dos pólos desejados para o sistema em malha fechada, pode-se obter os parâmetros do controlador aplicando a igualdade de polinômios. Procedendo dessa forma, obtém-se os valores de T_A, T_E, T_F, K_A e K_F a seguir:

$$K_A = \frac{P_0 - x_{tl} - x}{x_{tl}} \quad (4.65)$$

$$T_F = \frac{P_1 - \tau' (x_{tl}' + x)}{K_A x_{tl}} - \frac{P_2}{K_A x_{tl}} \cdot A + \frac{P_3}{K_A x_{tl}} \cdot A^2 - \frac{P_4}{K_A x_{tl}} \cdot A^3, \quad (4.66)$$

$$\text{onde } A = \frac{x_{tl}}{x(x + x_{tl})}$$

$$T_A = - \frac{P_4 - P_F T_F}{2 \tau' (x_{tl}' + x) T_F^2} - \frac{P_4 (x_{tl}' + x)}{2 T_F [\tau' (x_{tl}' + x)]^2} \pm \frac{\sqrt{\Delta}}{2 \cdot T_F} \quad (4.67)$$

$$\text{onde } \Delta = \frac{[\tau' (x_{tl}' + x) (P - P T_F) + T_F P (x_{tl}' + x)]^2}{T_F^2 [\tau' (x_{tl}' + x)]^4} - \frac{4 T_F P}{\tau' (x_{tl}' + x_{tl})}$$

$$T_E = \frac{P_4}{\tau' (x_{tl}' + x) \cdot T \cdot T_A \cdot T_F} \quad (4.68)$$

$$K_F = \frac{P_3 T_A T_E T_F}{K_A} \quad (4.69)$$

Verifica-se através de 4.67 que há dois valores possíveis para T_A e, conseqüentemente, de acordo com 4.68 e 4.69 também existirão duas soluções para T_E e K_F . Em vista disso, faz-se necessário substituir os dois conjuntos de resultados de T_A , T_E , T_F , K_A e K_F na equação característica 4.64, calcular os pólos correspondentes e avaliar se eles encontram-se dentro dos limites do lugar das raízes especificados pelo projeto.

Caso as simplificações 4.63 não fossem realizadas e fosse desejado trabalhar com um modelo de 6ª ordem da Máquina Síncrona, uma outra abordagem teria que ser adotada para o cálculo dos parâmetros do controlador. Examinando os coeficientes do denominador na Tabela 2 e os parâmetros do controlador T_A, T_E, T_F, K_A e K_F , verifica-se que existem 6 equações e 5 parâmetros. Observa-se que se os termos que multiplicam s^0, s^1, s^2, s^3 e s^4 fossem utilizados para calcular os parâmetros do controlador, o termo que multiplica s^5 já estaria automaticamente definido e seria diferente do coeficiente P_5 desejado. Conseqüentemente não existe um grau de liberdade completo para escolher livremente todos os parâmetros e os pólos de malha fechada não podem ser arbitrariamente escolhidos. Para superar esse problema, foi implementada a função objetiva 4.70 baseada no método dos mínimos quadrados. A partir dos pólos selecionados, é possível obter o conjunto de coeficientes correspondentes à equação característica desejada, P_5, P_4, P_3, P_2, P_1 e P_0 . Então a sintonia do controlador de tensão consiste em encontrar os valores de T_A, T_E, T_F, K_A e K_F que tornam as raízes de 4.64 mais próximas o possível dos pólos desejados. Essa tarefa pode ser executada através da função objetiva, uma vez que 4.70 retorna seu valor mínimo para z quando o conjunto de parâmetro ótimo é encontrado.

$$z = \sum_{i=0}^5 (P_i - C_i)^2 \quad (4.70)$$

Por fim, vale ressaltar que se apenas as funções de transferência referentes ao sistema de excitação (destacadas em cinza na Figura 19) fossem empregadas para a determinação da equação característica do sistema de controle de tensão, a sintonia dos parâmetros T_A, T_E, T_F, K_A e K_F poderia levar a uma resposta instável. Isso ocorre, uma vez que o funcionamento interno

da máquina influencia na relação $\frac{\Delta E_f(s)}{\Delta V_t(s)}$ através de uma realimentação negativa descrita pelo

produto $K_3(s) \cdot K_6$. Consequentemente, desprezar essa parcela do diagrama de blocos equivale a trabalhar com um modelo incorreto do sistema de controle de tensão. Em vista disso, o projeto de alocação de pólos iria propor um posicionamento dos pólos incoerente com a localização real dos pólos de malha fechada, de modo que a sintonia nessas condições não conseguiria atingir a estabilidade nem o desempenho desejados.

Capítulo 5: Implementação do VSG e Resultados de Simulação

A capacidade instalada das unidades de Geração Distribuída conectadas à rede está crescendo rapidamente nos últimos anos, transformando a estrutura tradicional de energia por uma geração menor e mais distribuída.

A maioria das unidades GD geralmente necessita de um conversor de potência CC/CA, ou inversor, para ser conectada ao sistema de distribuição. Entretanto, com o aumento significativo das GDs, a estabilidade transitória da rede é reduzida, uma vez que o controle do inversor tem em vista apenas o máximo fornecimento de potência ativa à rede sem levar em conta a estabilidade do sistema de potência. Além disso, as principais desvantagens dessas fontes quando comparadas com um gerador síncrono são a sua pequena inércia rotacional e o amortecimento pobre. Consequentemente, a rede pode não ser mais capaz de suportar grandes distúrbios como curto-circuito, mudança da demanda de carga ou mesmo a perda de uma parte da rede de transmissão.

Uma solução então é controlar o inversor que faz a interface com a rede para imitar diretamente as características de um Gerador Síncrono. Essa é a proposta do Gerador Síncrono Virtual (VSG): implementar uma estratégia de controle de modo que a rede passe a enxergar aquela GD como um gerador síncrono virtual, conforme ilustrado na Figura 20.

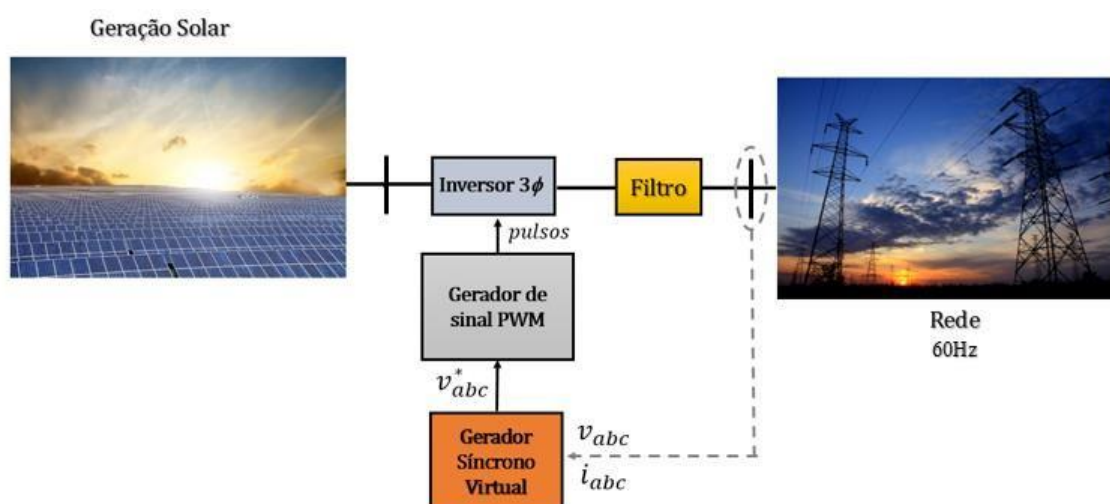


Figura 20: Conceito geral de um VSG.

5.1 Implementação do VSG

A estrutura do VSG está apresentada na Figura 21, em que as medições de tensão e corrente na interface do conversor com a rede são empregadas como entradas para o VSG, o qual calcula as tensões que uma máquina síncrona real produziria. Essa topologia então tem como entrada os valores de v_{abc} e i_{abc} medidos da rede, que são transformados para coordenadas dq e aplicados a um modelo de 4ª ordem de um gerador síncrono para fornecer uma referência de tensão v_{abc}^* que seria produzida por uma máquina real. Essa tensão então é convertida para coordenadas abc e enviada para um Modulador de Largura de Pulsos (*Pulse-Width Modulation-PWM*), que gera os sinais de chaveamento para o inversor.

O modelo do governador de velocidade e o sistema de excitação presentes na Figura 21 foram discutidos no capítulo anterior. As equações elétricas e mecânicas correspondentes a cada um dos elementos da Figura 21 foram explicitadas na mesma, em conformidade com as expressões para o modelo de 4ª ordem listadas em 2.50. O diagrama de blocos correspondente ao sistema de excitação é o mesmo da Figura 19.

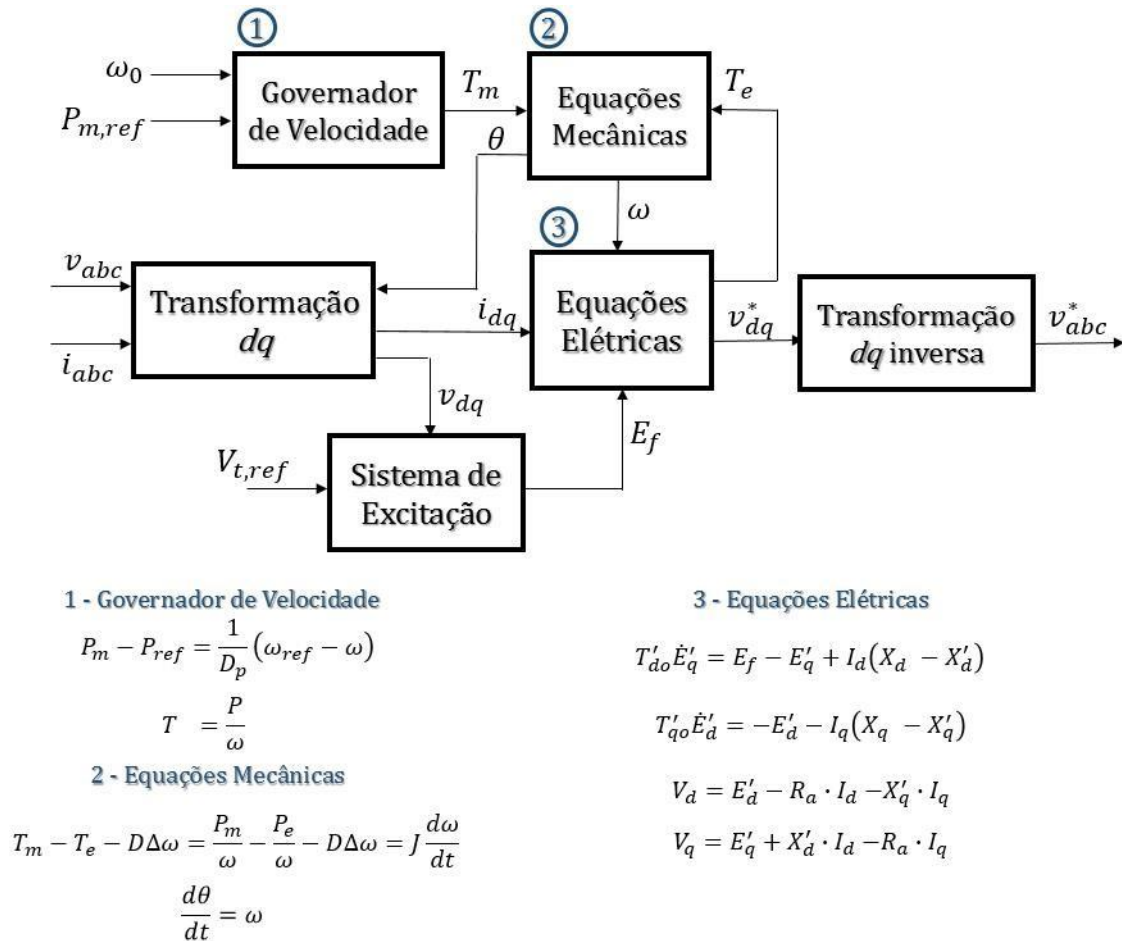


Figura 21: Implementação VSG baseado na referências de tensão.

5.2 Sistema Proposto

A Figura 22 apresenta uma visão geral do esquema empregado para simulação. O VSG é conectado a um barramento infinito através de uma reatância de linha x_{tl} , onde encontra-se conectada a uma carga trifásica balanceada de potência constante P_{load} e Q_{load} . Adicionalmente, um filtro LCL foi introduzido com o propósito de reduzir as componentes harmônicas de alta frequência geradas pelo inversor trifásico. As configurações do filtro dadas por L_1 , L_f e C_f foram projetadas de acordo com [24].

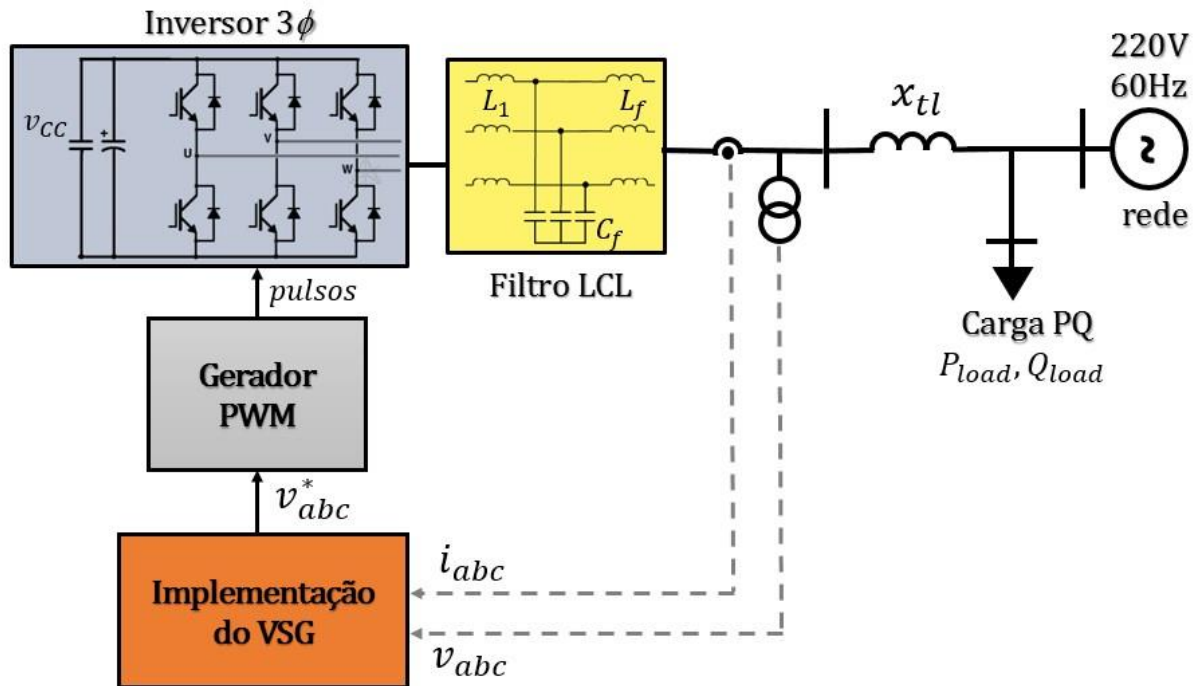


Figura 22: Visão geral do diagrama funcional e da estrutura de controle aplicada para o sistema simulado.

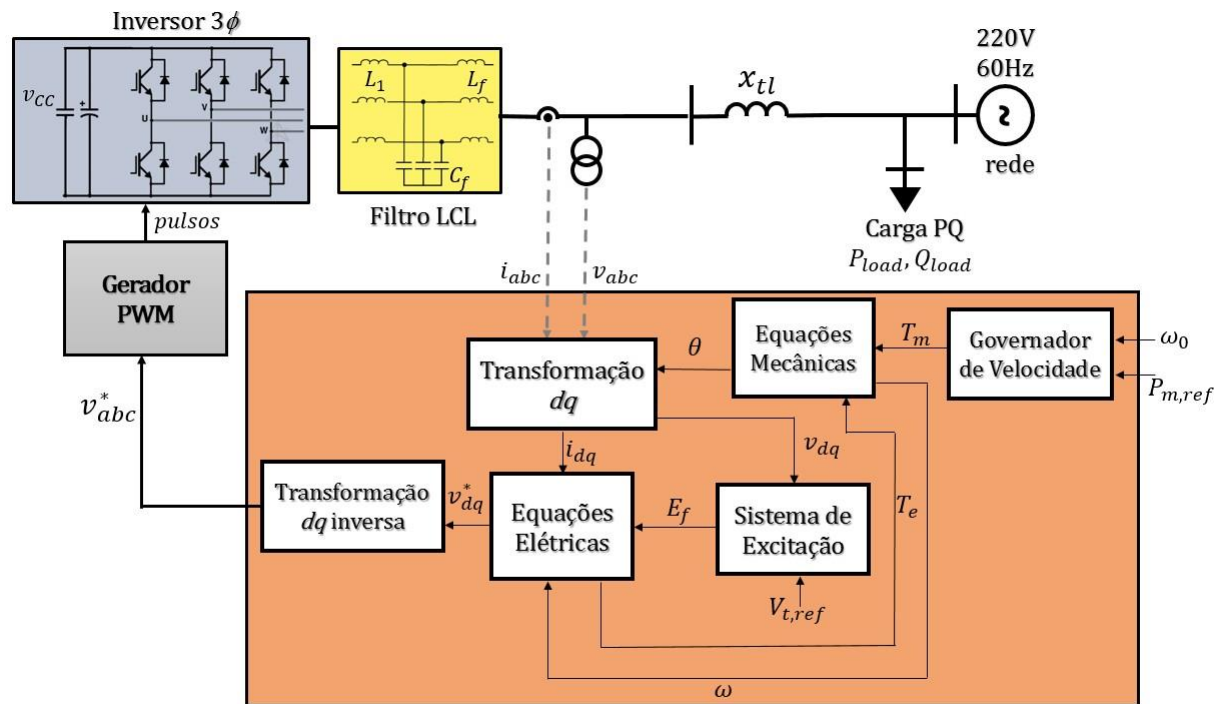
A estrutura do VSG é a mesma apresentada na Figura 21, onde as medições de tensão e corrente são realizadas na interface do conversor após o filtro LCL. Combinando as Figuras 21 e 22 é possível obter o diagrama funcional completo empregado na simulação, conforme ilustrado na Figura 23. As demais estruturas da Figura 22 serão abordadas separadamente a seguir, quando serão discutidos o inversor, a técnica de chaveamento utilizada e o filtro LCL para redução dos ruídos de chaveamento.

A Tabela 4 apresenta os dados do sistema proposto, os valores calculados para o filtro LCL, bem como os parâmetros da Máquina Síncrona estudada neste trabalho. Esses dados são os mesmos do VSG desenvolvido em [23] e serão empregados para a simulação.

Tabela 4: Parâmetros do Sistema para Simulação

Dados do Sistema		Parâmetros da Máquina Síncrona	
V_n	220 [V]	\mathcal{S}_h	50 [kVA]
f_n	60 [Hz]	R_h	0,008 [pu]
x_{tl}	0,6 [mH]	x_h	1,45 [pu]
P_{hl}	38 [kW]	x_q	1,42 [pu]
Q_{hl}	15 [kvar]	$x_d = x'_d$	0,28 [pu]
L_1	0,6914 [mH]	τ'_{d0}	2,8 [s]
L_f	0,1521 [mH]	τ'_{q0}	0,001 [s]
C_f	137,0125 [μ F]	J	0,05
v_{cc}	500 [V]	D	0,0

Fonte: Carletti (2015, p 55).

**Figura 23:** Diagrama funcional completo do sistema simulado.

5.2.1 O Inversor

Os conversores CC/CA são conhecidos como inversores. A função de um inversor consiste em converter uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CA. A tensão de saída

poder ser fixa ou variável, o que pode ser obtido variando-se a amplitude da tensão CC de entrada ou através da variação do ganho do inversor. Se a tensão CC de entrada for fixa e não controlável, uma tensão variável de saída pode ser obtida variando-se o ganho do inversor por meio de uma modulação por largura de pulso (*pulse width modulation* - PWM) [25].

A Figura 24 apresenta a configuração de um inversor trifásico. Os sinais de comando das chaves de cada um dos braços devem ser adiantados ou atrasados em 120° uns em relação aos outros para se obter tensões trifásicas equilibradas.

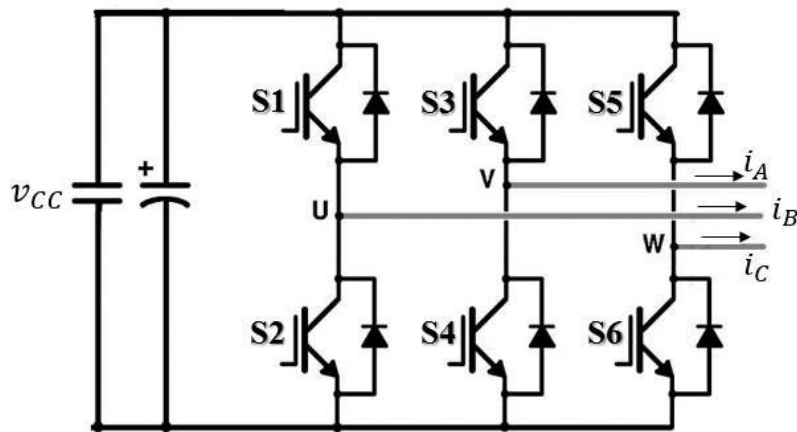


Figura 24: Estrutura do inversor trifásico.

Dentre as diversas técnicas de modulação utilizadas para o controle das chaves deste inversor pode-se citar a SPWM (*sinusoidal pulse width modulation*). Os sinais de comando para as chaves são gerados através da comparação entre um sinal de referência senoidal (modulante) e um sinal triangular (portadora). A frequência do sinal senoidal de referência f_R define a frequência fundamental da tensão de saída do inversor. Já a frequência da forma de onda triangular f_C determina a frequência de chaveamento do inversor.

Através da comparação entre a referência senoidal e a portadora, obtém-se um sinal com frequência fixa e largura de pulso variável que depende da razão entre a amplitude do sinal de referência A_R e a amplitude da onda triangular A_C . Essa relação entre A_R e A_C é denominada índice de modulação m_a .

A Figura 25 ilustra a técnica SPWM para uma das fases e os sinais de comando gerados para as chaves S_1 e S_2 .

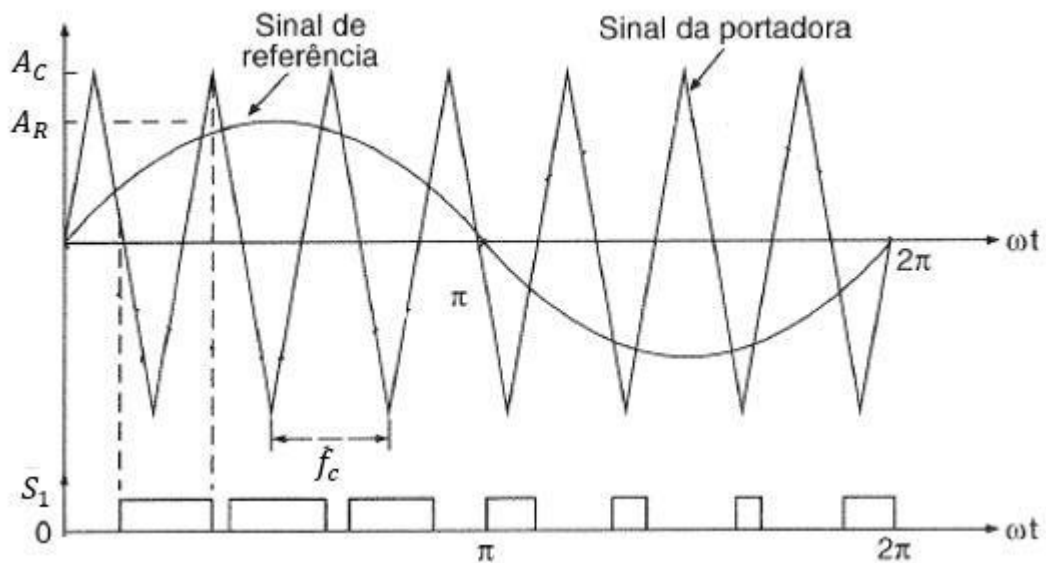


Figura 25: Modulação por largura de pulsos senoidal.

Fonte: Rashid (1999, p. 462), modificado pelo autor.

Os pulsos de comandos para os outros braços podem ser obtidos de forma análoga, através da comparação de uma referência senoidal deslocada de 120° com a portadora triangular.

5.2.2 O Filtro LCL

A tensão de saída dos inversores seria idealmente senoidal, entretanto a formas de onda obtidas na prática contém distorções harmônicas. Os harmônicos são gerados pela ação de chaveamento do inversor e normalmente são de baixa amplitude e múltiplos da frequência de chaveamento, na faixa de 2kHz a 15kHz. Como resultado, eles podem causar danos a outros equipamentos conectados à rede de alimentação, além de prejudicar a eficiência e o desempenho da carga que estiverem alimentando.

Um indutor de valor elevado poderia ser empregado para atenuar esse ruído, entretanto ele possui aplicações limitadas em sistemas de potência em razão do seu preço e tamanho. O filtro LCL surge então como uma solução, uma vez que seus indutores apresentam valores de indutância menores e são capazes de reduzir ainda mais os ruídos de chaveamento.

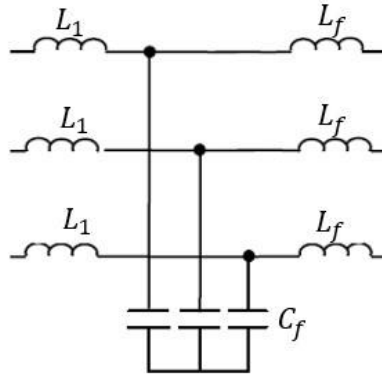


Figura 26: Topologia de um filtro LCL.

Em [24] são apresentados os procedimentos para projeto de filtros LCL, levando em conta critérios de estabilidade e desempenho. A escolha apropriada dos elementos passivos deve ser observada, a fim de que a frequência de ressonância do filtro LCL seja sintonizada de forma a não amplificar os sinais próximos a frequência de operação.

5.2.3 Sintonia do Governador de Velocidade e do Sistema de Excitação

Os parâmetros dos sistemas de excitação e do governador de velocidade foram obtidos de acordo com os procedimentos de sintonia descritos no capítulo anterior. Apesar do projeto dos controladores no Capítulo 4 ter sido desenvolvido todo para um gerador síncrono, esses parâmetros sintonizados serão aplicados a um VSG equivalente.

O VSG proposto emprega as mesmas equações diferenciais de 4ª ordem utilizadas no projeto dos controladores do Capítulo 4, de modo que seu modelo é similar ao modelo de uma máquina síncrona de 4ª ordem, a menos por uma eletrônica de potência que faz interface com a rede. Nesse contexto, o modelo de uma máquina síncrona pode ser considerada uma boa aproximação para a sintonia do governador de velocidade e do sistema de excitação do VSG.

Sendo assim, o modelo do gerador síncrono no domínio de Laplace será utilizado como base para a sintonia dos controladores, uma vez que é uma boa aproximação para o VSG. Além disso, adicionar os modelos do inversor de frequências e do filtro LCL durante o projeto dos controladores apenas introduziria um grau maior de complexidade sem adicionar contribuições significativas. Em [6] foi desenvolvido um modelo completo de 19º ordem para um VSG conectado à rede representado em espaço de estados. Apesar das vantagens oferecidas do ponto de vista da precisão, o projeto de controladores torna-se difícil devido ao grande número de variáveis e devido a potencial iteração entre as malhas.

Portanto, para validar essa afirmação e a estratégia de sintonia proposta, serão comparados os resultados de simulação no domínio do tempo de um VSG com uma Máquina Síncrona equivalente durante algumas perturbações.

O governador de velocidade foi projetado tendo em vista as especificações para a resposta transiente listadas abaixo. Como os tempos de resposta são inerentes a cada processo, os requisitos propostos aqui foram baseados em observações feitas a partir da resposta dinâmica do sistema apresentada em [23].

- O sistema de malha fechada deve ser estável;
- Respostas rápidas e suaves para as mudanças de *set-point*;
- Tempodeacomodação $t_s \leq 0,4s$.

Como a função de transferência G_{vel} que descreve o controle de velocidade em malha fechada é de primeira ordem, o sistema não apresenta sobressinal e, portanto, apresenta resposta suave para mudanças de *set-point*.

Aplicando a condição $t_s \leq 0,4s$ é possível determinar um valor positivo D_p de modo que o sistema seja estável e apresente um tempo de resposta adequado com as restrições de projeto. Substituindo $t_s = 0,4$ e os dados da máquina em 4.59, obtém-se um valor de $D_p = 0,355$.

O sistema de excitação foi projetado tendo em vista as seguintes especificações para a resposta transiente:

- O sistema de malha fechada deve ser estável;
- Sobressinal $M_p \leq 5\%$;
- Tempodeacomodação $t_s \leq 0,4s$.

Para atender a essas especificações foram escolhidos os pólos de malha fechada ilustrados na Figura 27, que dão origem aos coeficientes P_i desejados para a equação característica do sistema em malha fechada, os quais estão indicados na Tabela 5.

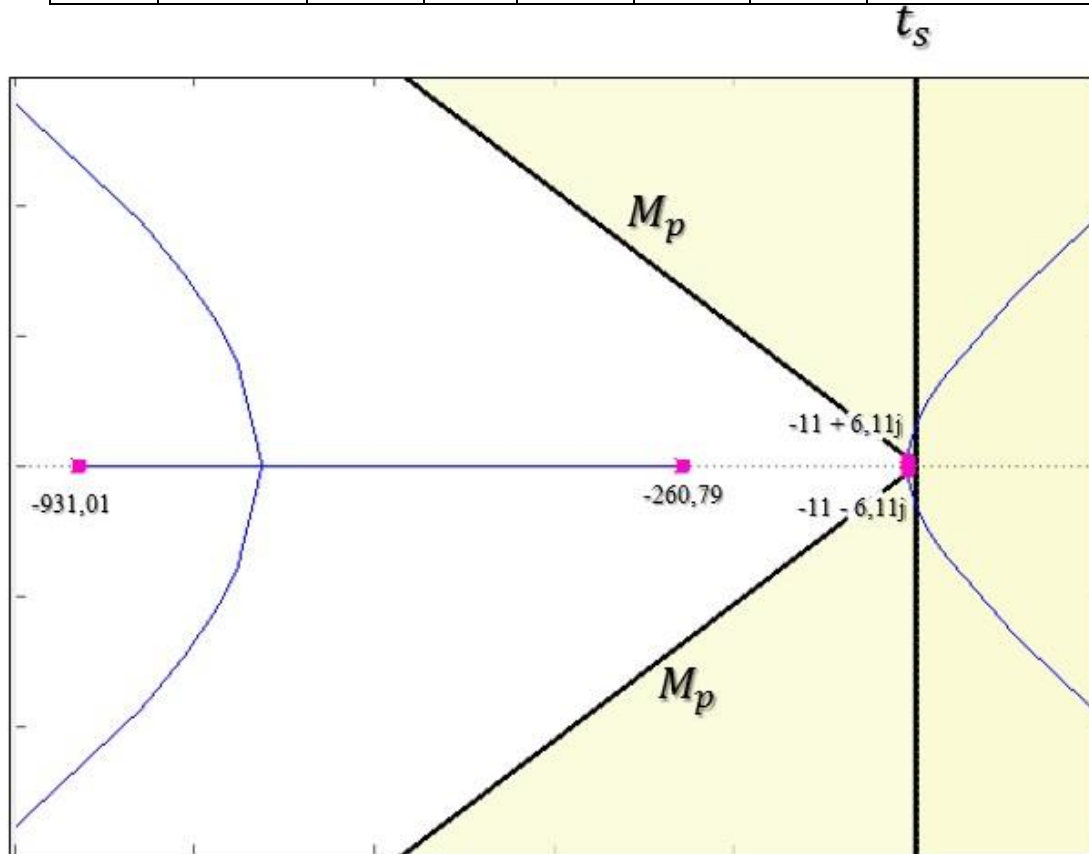
Tabela 5: Parâmetros do Sistema para Simulação

Coeficientes Desejados para a Equação Característica				
$P_4 = 1,0272e^{-6}$	$P_3 = 0,0012$	$P_2 = 0,2757$	$P_1 = 5,6642$	$P_0 = 39,3709$

Aplicando as equações 4.65, 4.66, 4.67, 4.68 e 4.69, obtém-se os parâmetros T_A, T_E, T_R, K_A e K_F para o sistema de excitação. Os parâmetros do governador de velocidade e do sistema de excitação obtidos estão resumidos na Tabela 6.

Tabela 6: Parâmetros do Governador de Velocidade e do Sistema de Excitação

D_p	K_a	T_a	K_e	T_e	K_f	T_f	$V_{R,Min}/V_{R,Max}$
0,355	163,8739	0,0074	1	0,0001	0,0005	0,1038	-5,0/5,0

**Figura 27:** Lugar das raízes indicando os pólos de malha fechada escolhidos.

5.2.4 Metodologia de Validação

Como o objetivo de avaliar o sistema de controle proposto e a estratégia de sintonia, serão comparados os resultados de simulação no domínio do tempo de um VSG e de uma máquina síncrona equivalente, os quais serão submetidos as mesmas perturbações para verificação dos seus comportamentos dinâmicos.

A simulação será realizada utilizando o software PSCAD/EMTDC, onde foram implementados os circuitos das Figuras 21 e 22. Inicialmente será realizada uma comparação da resposta transiente do sistema para os controladores ajustados com os parâmetros da Tabela 6 e o ganho D_p variando gradualmente. Posteriormente serão comparados os comportamentos dinâmicos para diferentes ajustes nos parâmetros do sistema de excitação, com o propósito de mostrar os benefícios proporcionados pela sintonia. E então a resposta do sistema sintonizado com os parâmetros da Tabela 6 será avaliada quando ocorrem mudanças nas grandezas

da máquina, a fim de evidenciar a sensibilidade do sistema de controle associada aos dados da máquina. Por fim, serão comparadas as respostas dinâmicas tanto do VSG quanto de uma máquina síncrona equivalente quando sujeitos as mesmas circunstâncias.

O circuito para simulação da máquina síncrona que será desenvolvido com fins de comparação é o mesmo da Figura 22 com exceção do inversor e do filtro LCL, conforme ilustrado a seguir.

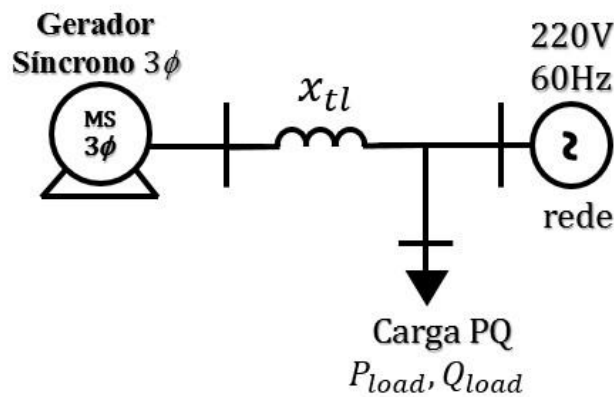


Figura 28: Esquemático da simulação do sistema com um gerador síncrono.

Em todos os casos a serem avaliados, a simulação será iniciada em $t = 0$ s e após 2 segundos a tensão do barramento em que o VSG está conectado cairá 50% e esse afundamento continuará durante 150 ms. No tempo $t = 4$ s, a referência de energia ativa $P_{m,ref}$ muda de 0,6 pu para 1 pu. Então em $t = 5$ s, um curto-circuito trifásico com duração de 200 ms ocorre. As Figuras 29, 30, 31 e 32 apresentam os resultados de simulação de uma máquina síncrona sintonizada com os parâmetros da Tabela 6. Nessas simulações, o ganho *droop* D_p é variado gradualmente e os resultados dessa modificação são apresentados em conjunto com a resposta do sistema original.

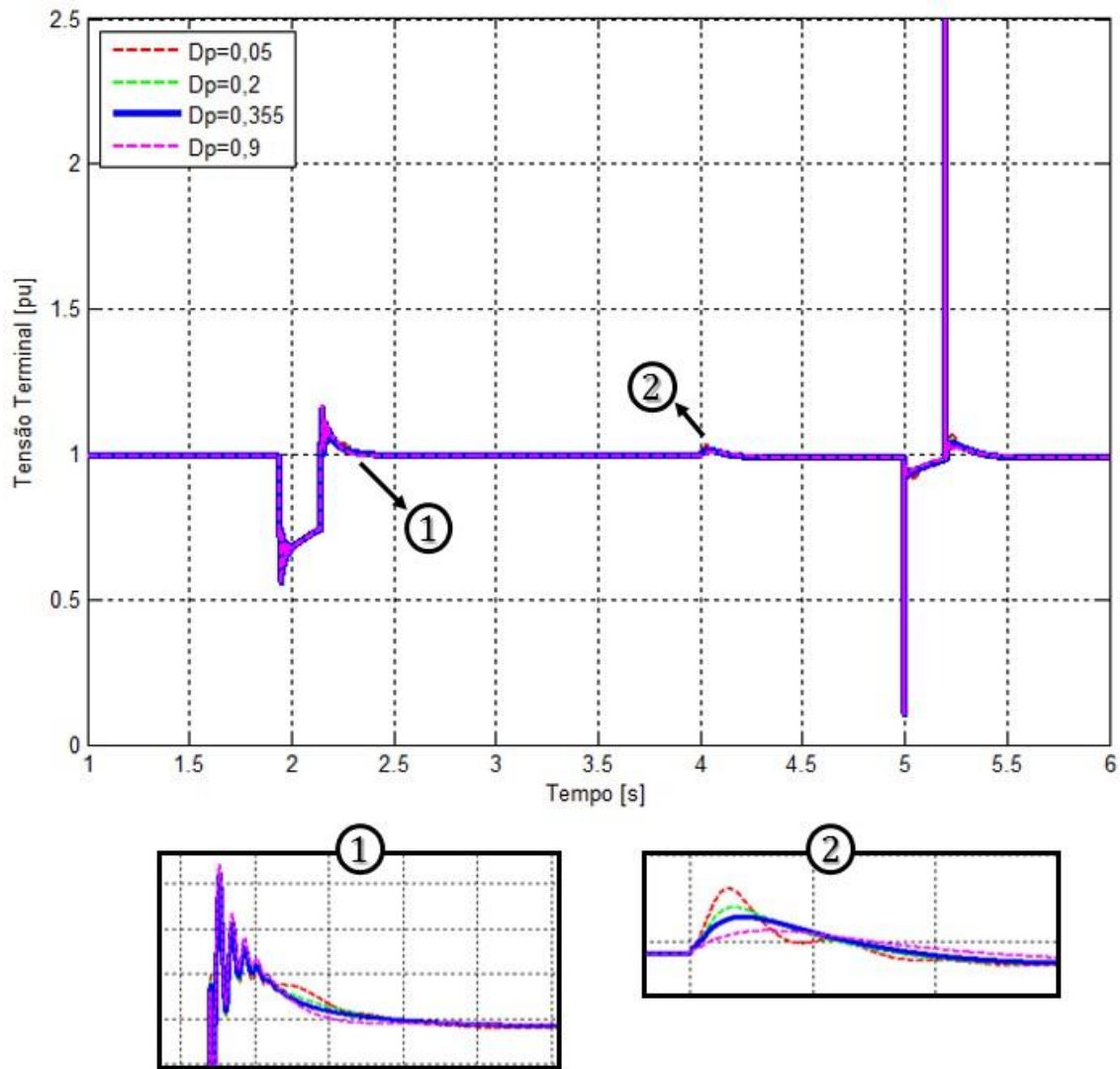


Figura 29: Tensão do terminal para diferentes ganhos do governador de velocidade.

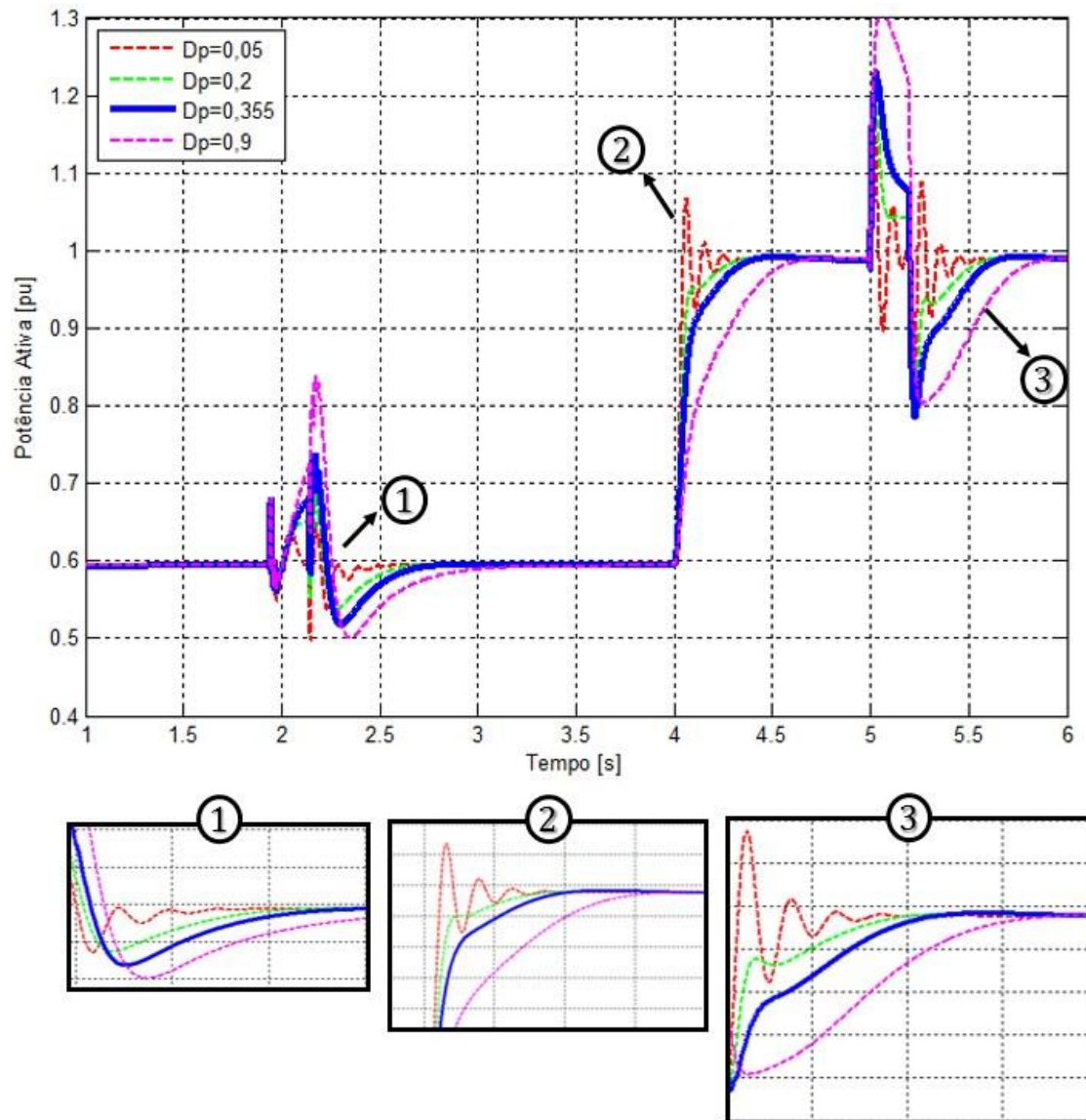


Figura 30: Potência ativa para diferentes ganhos do governador de velocidade.

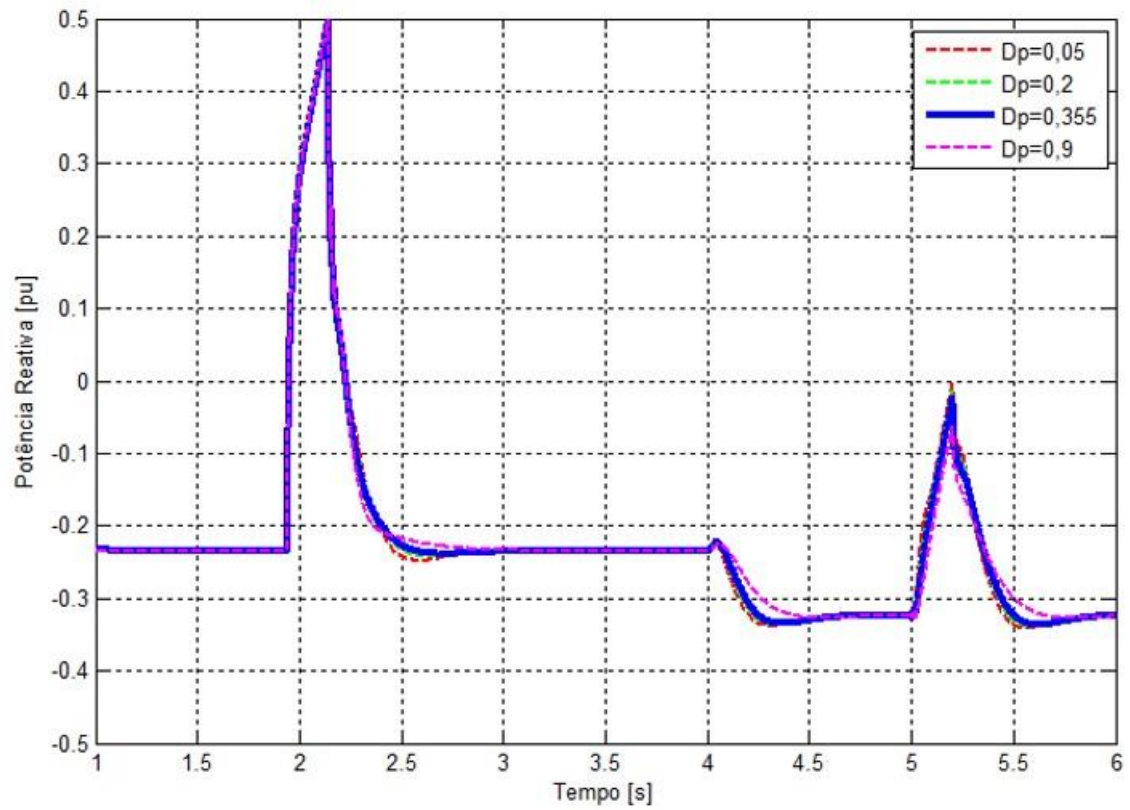


Figura 31: Potência reativa para diferentes ganhos do governador de velocidade.

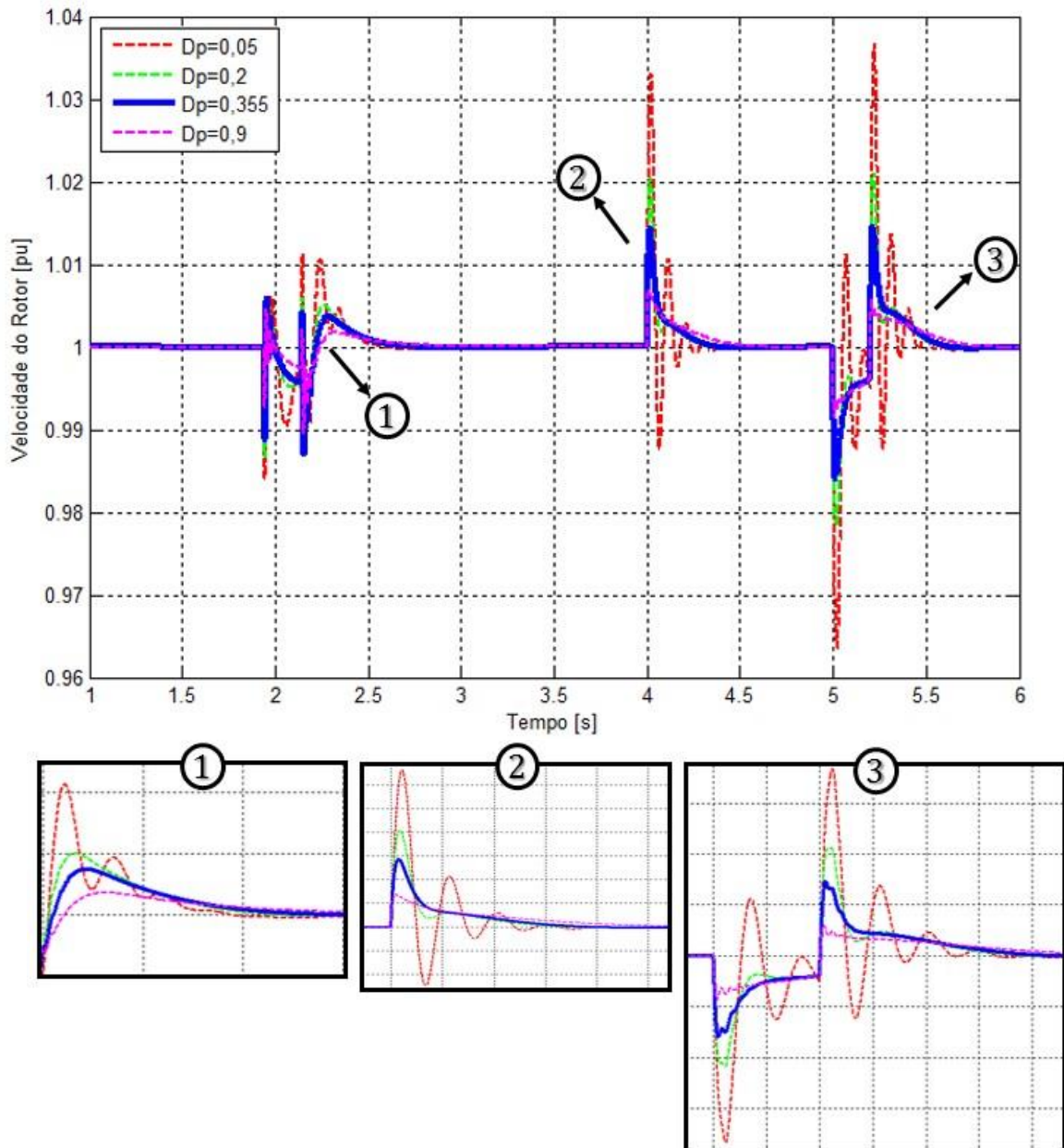


Figura 32: Velocidade do rotor para diferentes ganhos do governador de velocidade.

A partir das Figuras 29 e 31, verifica-se que a tensão terminal e a potência reativa não são significativamente afetadas por D_p . Apenas para $t = 4$ s, quando ocorre uma mudança no *setpoint* de potência, observa-se uma tênue diferença nas curvas de tensão terminal para diferentes ganhos do governador de velocidade. Essa diferença ocorre devido ao acoplamento existente entre as malhas de tensão e velocidade, mostrados na Figura 17 do Capítulo 4. Uma mudança ΔP_m origina um sinal $\Delta \theta$, que influencia a tensão terminal V_t , de modo que o sistema alcança o novo ponto de operação mais rapidamente para menores valores de D_p .

Para as Figuras 30 e 32, verifica-se que o tempo de acomodação para o sistema se recuperar das perturbações torna-se menor à medida que o ganho D_p diminui. No entanto, apesar de um pequeno D_p tornar o sistema mais rápido, uma redução substancial pode levar o sistema a uma resposta oscilatória, como é claramente demonstrado para $D_p = 0,05$. Para o ganho $D_p = 0,9$ o sistema apresenta uma resposta tipicamente superamortecida, porém a medida que o ganho aumenta, o sistema passa a responder de maneira subamortecida, com um sobressinal muito elevado para $D_p = 0,05$.

Portanto, o valor selecionado de $D_p = 0,355$ garante o compromisso entre responder rápido o suficiente para lidar com os distúrbios e não gerar uma resposta agressiva, com um sobressinal indesejado na frequência da rede.

As Figuras 33, 34, 35 e 36 a seguir realçam a importância da sintonia dos parâmetros do controlador de tensão para uma resposta temporal adequada. Para isso, foram empregados diferentes conjuntos de parâmetros para o sistema de excitação, os quais estão listados na Tabela 7.

Tabela 7: Ajuste dos parâmetros para o Sistema de Excitação

Conjunto de Parâmetros	K_a	T_a	K_e	T_e	K_f	T_f
Original	163,8739	0,0074	1	0,0001	0,0005	0,10380
Caso 1	192,5812	9,9999	1	4,4691	0,1208	0,001060
Caso 2	1	0,0233	1	0,1	0,9872	0,5
Caso 3	187	0,8900	1	1,15	0,0580	0,62

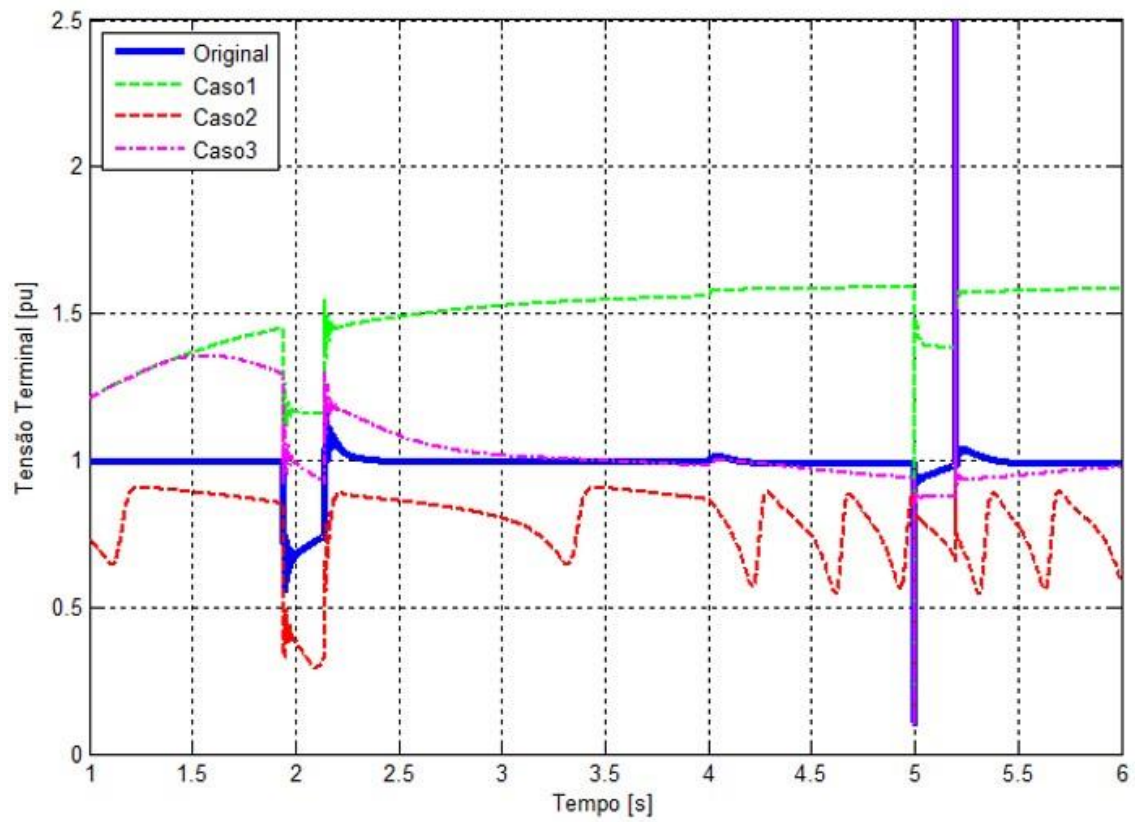


Figura 33: Tensão terminal para diferentes ajustes do sistema de excitação.

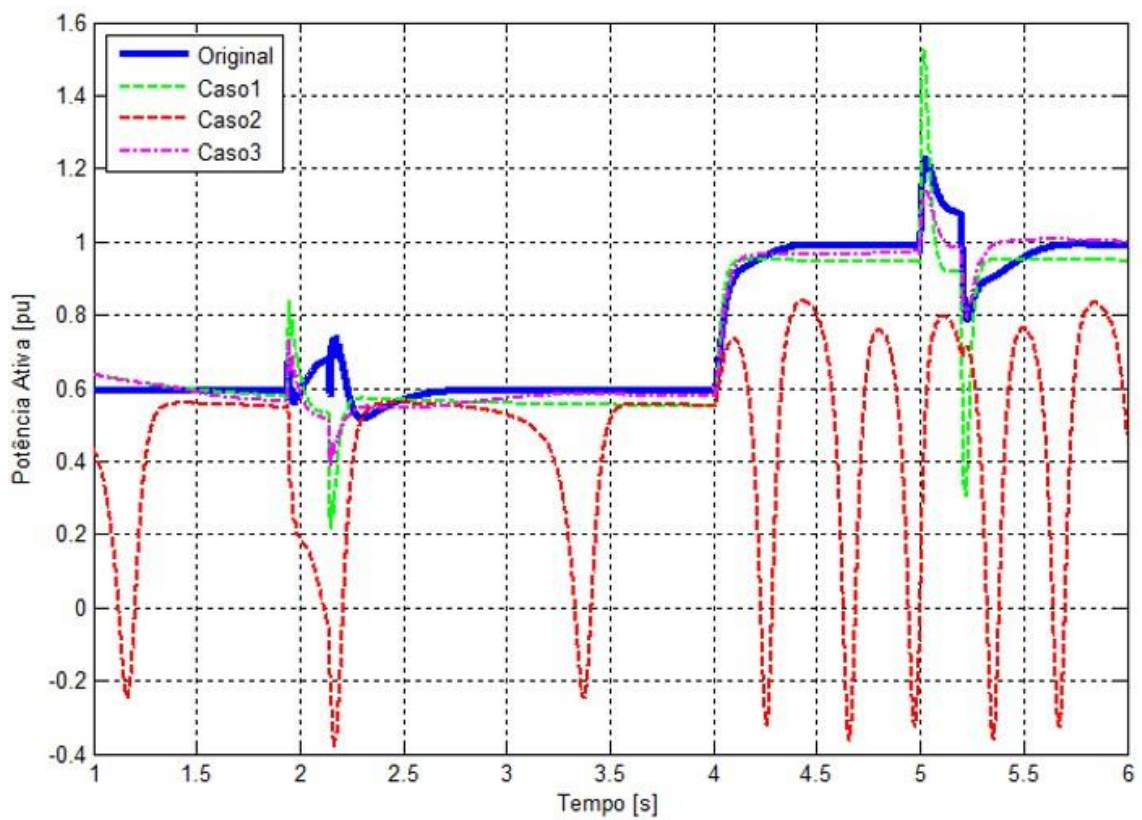


Figura 34: Potência ativa para diferentes ajustes do sistema de excitação.

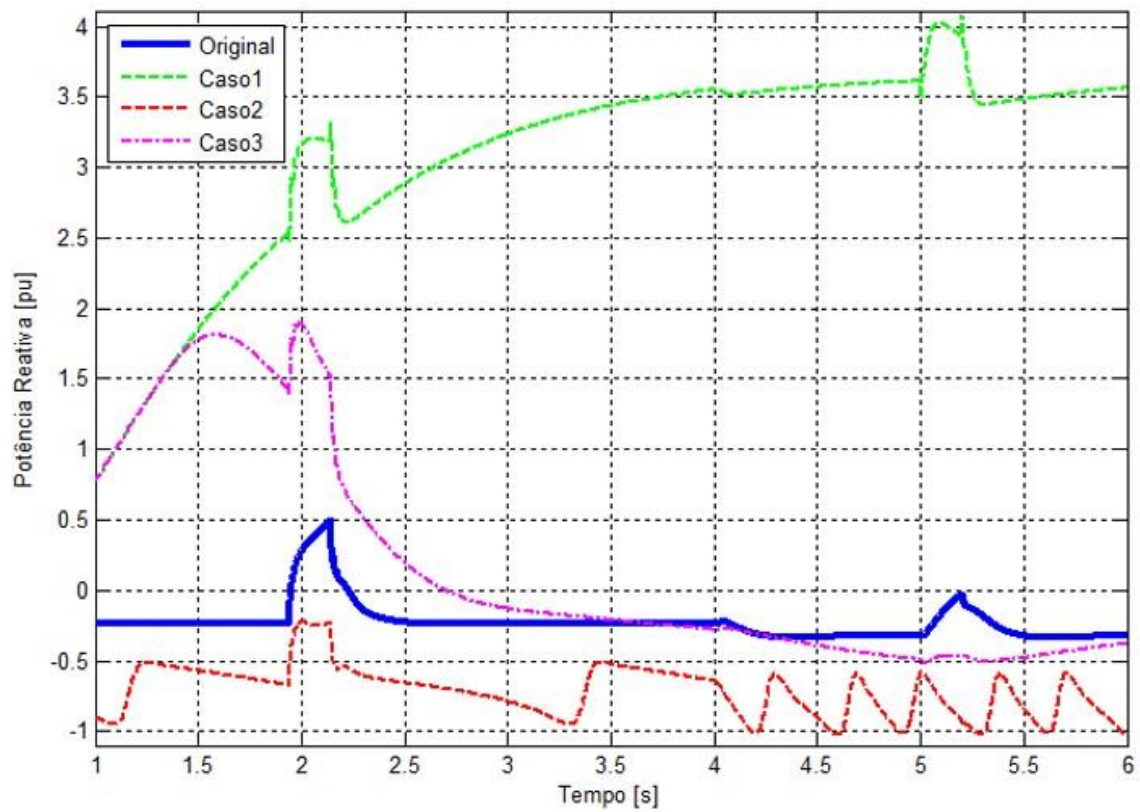


Figura 35: Potência reativa para diferentes ajustes do sistema de excitação.

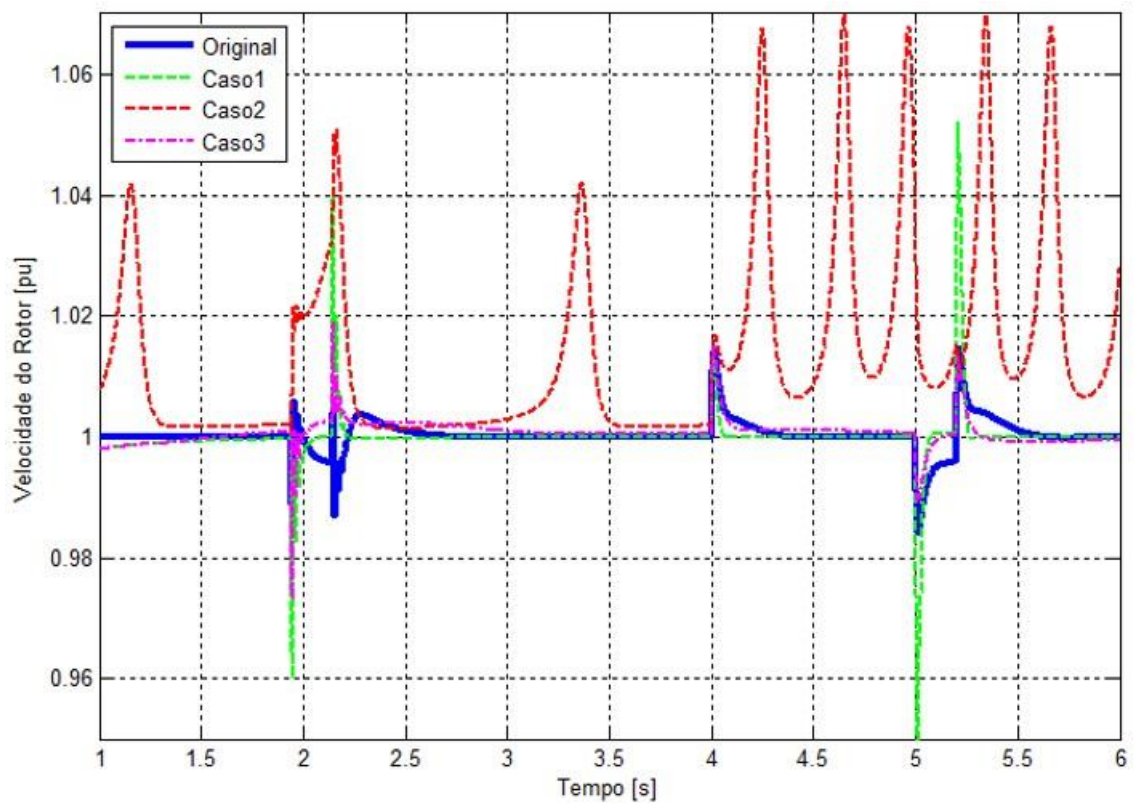


Figura 36: Velocidade do rotor para diferentes ajustes do sistema de excitação.

Analisando as Figuras 33, 34, 35 e 36 fica evidente que os conjuntos de parâmetros associados aos casos 1 e 2 apresentam uma resposta transitória indesejada. O caso 2 contém um pólo localizado no semiplano direito do plano s e por isso apresenta uma resposta instável, incapaz de regular a tensão terminal e a velocidade, mesmo que a potência reativa aumente exponencialmente. O caso 1, apesar de possuir todos os polós no semiplano esquerdo, tem polós dominantes muito lentos, de forma que o controlador não é capaz de lidar com os distúrbios ou alcançar o *setpoint* em um tempo apropriado. Por fim, comparando as curvas de tensão terminal entre a sintonia original e o caso 3, evidencia-se que o caso 3 apresenta uma resposta mais lenta e com maior sobressinal.

Essa análise fica mais clara ao visualizar o que ocorre internamente na malha de controle de tensão. Dessa forma, foram traçados simultaneamente os sinais de tensão terminal V_t , de saída do regulador de tensão V_R , de tensão de campo E_f e o sinal de erro. As Figuras 37, 38, 39 e 40 apresentam os resultados de simulação para cada um dos casos da Tabela 7.

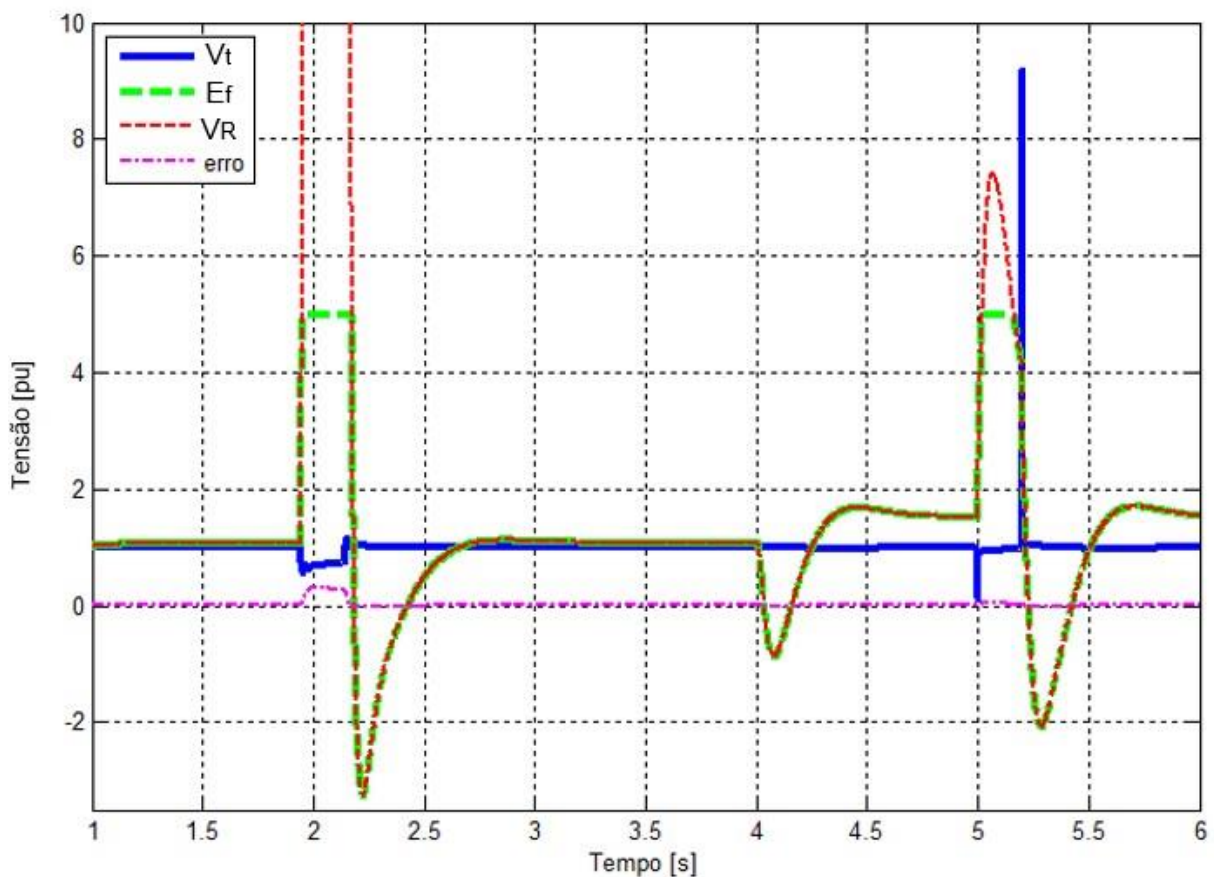


Figura 37: Resposta do sistema de controle de tensão para os parâmetros propostos.

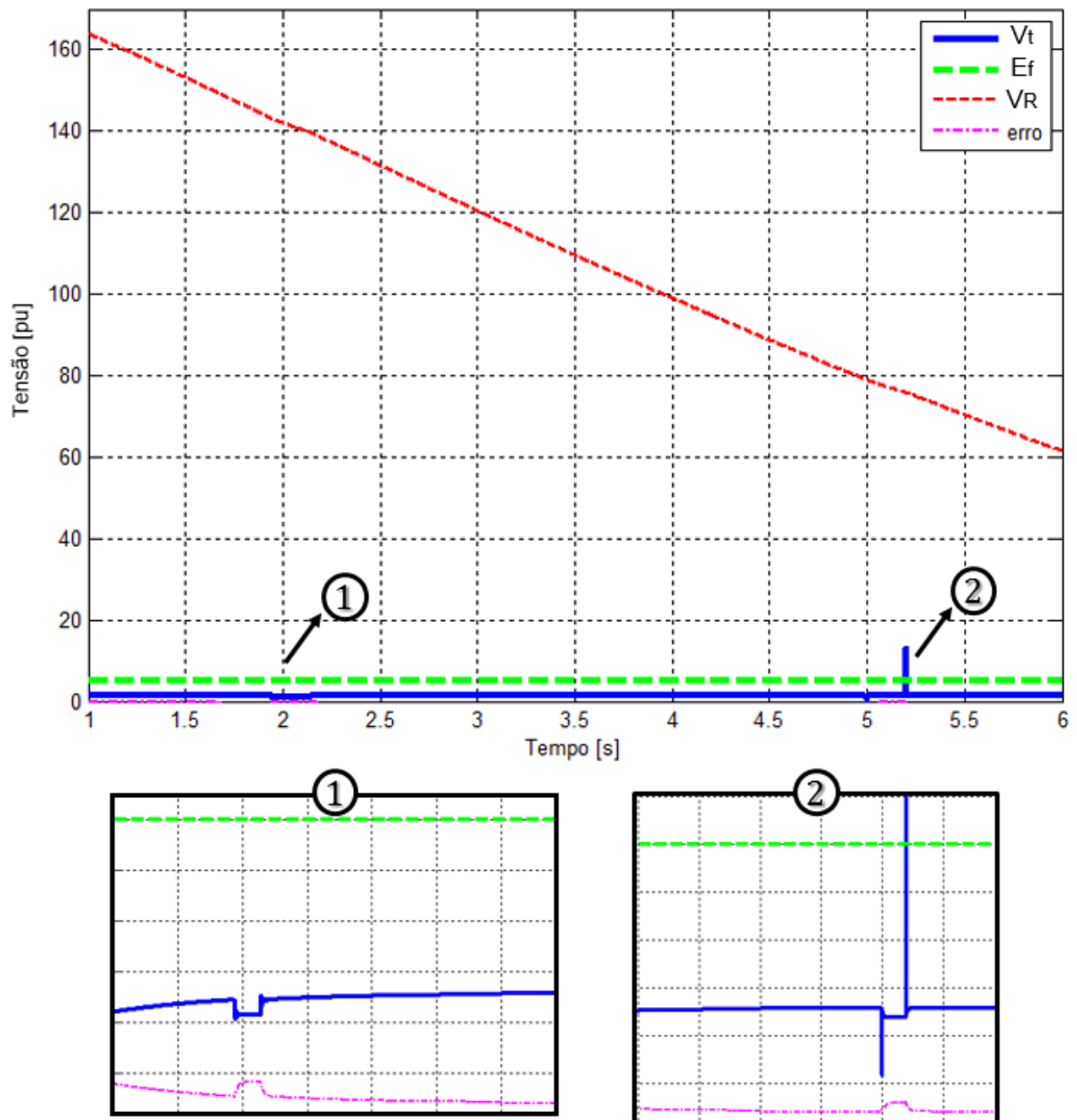


Figura 38: Resposta do sistema de controle de tensão para os parâmetros referentes ao caso 1.

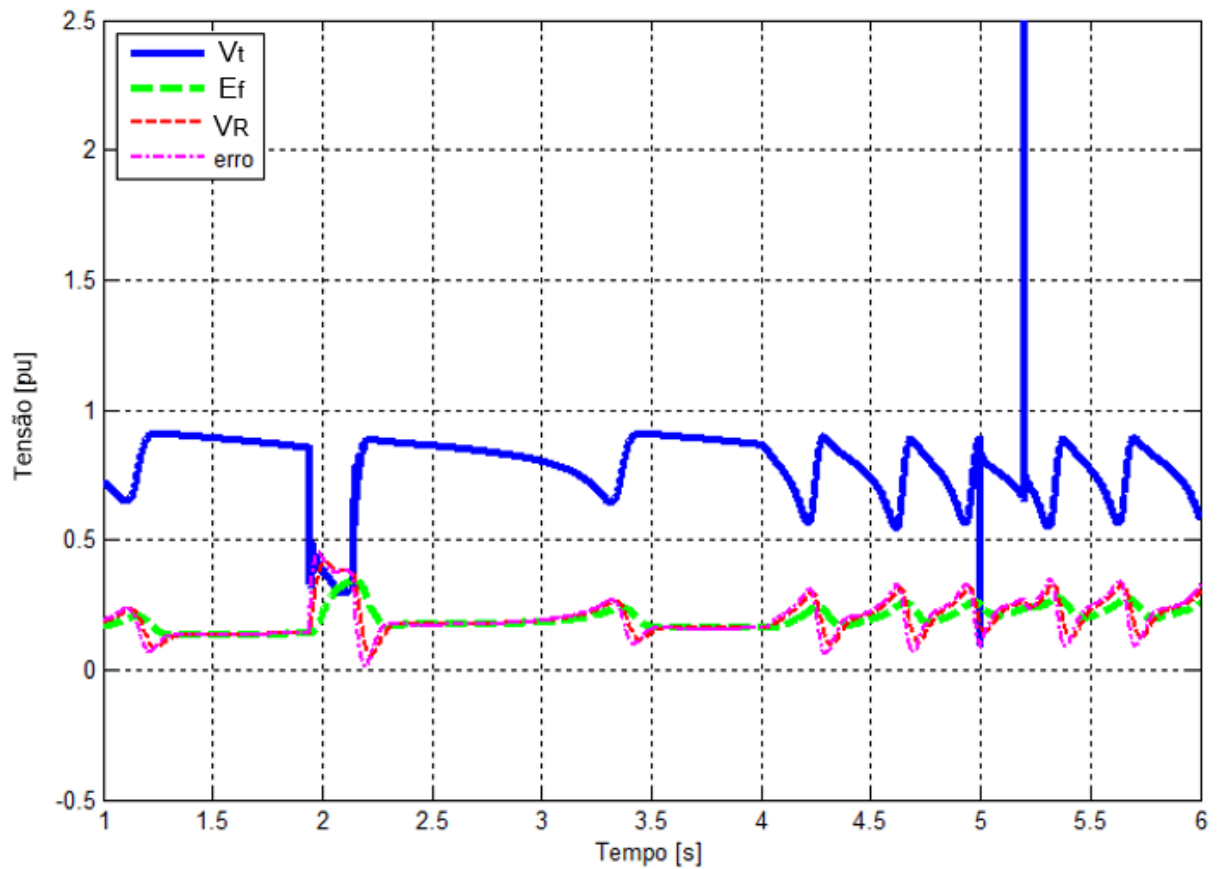


Figura 39: Resposta do sistema de controle de tensão para os parâmetros referentes ao caso 2.

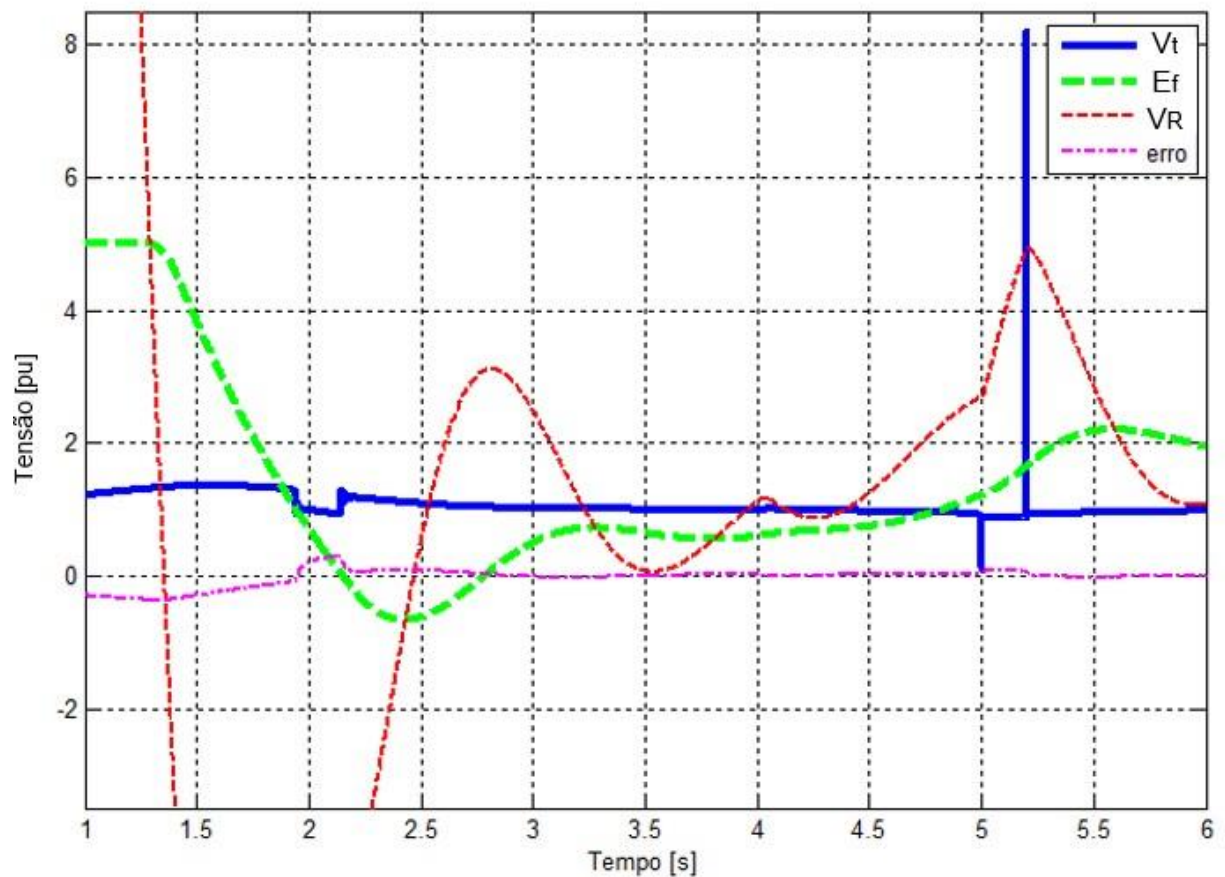


Figura 40: Resposta do sistema de controle de tensão para os parâmetros referentes ao caso 3.

Na Figura 37 verifica-se que a sintonia original proporciona uma resposta estável, capaz de superar os distúrbios e eliminar o sinal de erro com tempo de resposta e sobressinal adequados.

Analisando as Figuras 38 e 39, observa-se que quando ocorre um distúrbio, a diferença entre a tensão terminal e a referência dá origem a um sinal de erro, porém o controlador não é capaz de eliminá-lo. Nos casos 1 e 2, a tensão de saída do regulador de tensão não produz a ação necessária sobre a tensão de campo E_f , de modo a levar o sistema para o novo ponto de operação. Como consequência, no caso 1 a tensão de campo é mantida sempre no valor máximo e no caso 2 ela produz um efeito insuficiente sobre a excitatriz e, portanto, em ambos os casos o sistema não consegue seguir a referência de tensão.

Finalmente para o caso 3, analisando a Figura 40, fica evidente que a lentidão na resposta do regulador de tensão através de V_R . Assim, quando existe um desvio entre a tensão terminal e a referência, o regulador de tensão produz uma ação de controle sobre a tensão de campo, mas esse sinal não é gerado em tempo hábil para corrigir os distúrbios.

As Figuras 41, 42, 43 e 44 permitem verificar a sensibilidade do sistema de controle em relação aos parâmetros internos da máquina síncrona e da reatância de linha x_{tl} . Conforme apresentado no Capítulo 4, a função de transferência do sistema em malha fechada depende tanto dos parâmetros do controlador quanto dos dados da máquina e do sistema. Dessa forma, se algum dado não for corretamente conhecido ou se mudar com o tempo ou durante a operação, o resultado será a perda de sintonia por parte do controlador e a resposta transitória desejada poderá não ser alcançada.

Para evidenciar esses efeitos, aplicam-se mudanças de 20% nos valores de x_{tl} e τ_{d0}' , e os resultados são mostrados em conjunto com o sistema original nas Figuras 41, 42, 43 e 44. Além de fornecer uma medida de sensibilidade paramétrica, essa perda de sintonia fornece informações úteis para análise de estabilidade e permite avaliar os impactos da seleção de parâmetros sem um projeto de controle adequado.

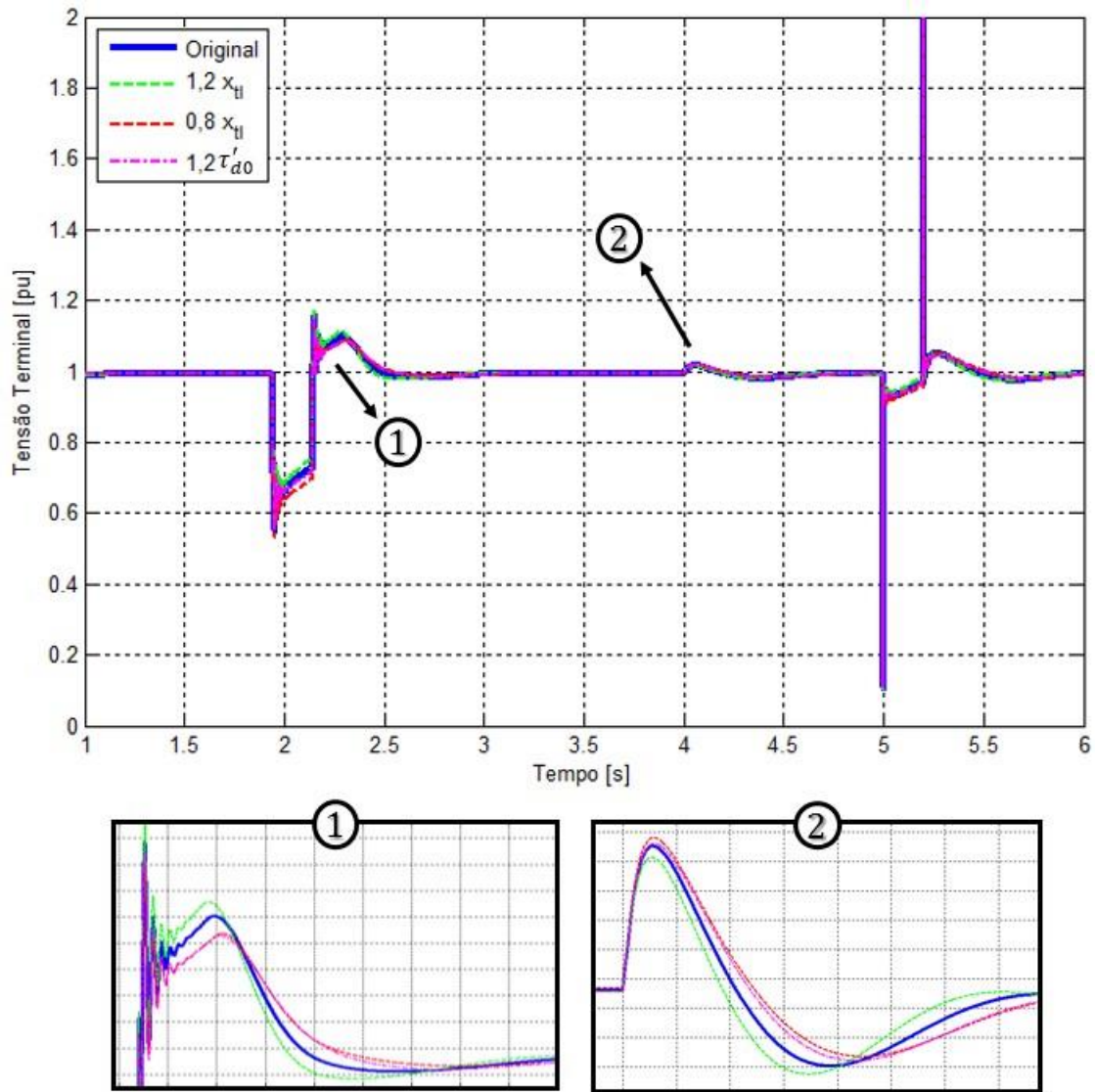


Figura 41: Sensibilidade da tensão terminal aos parâmetros internos da máquina síncrona e da reatância de linha.

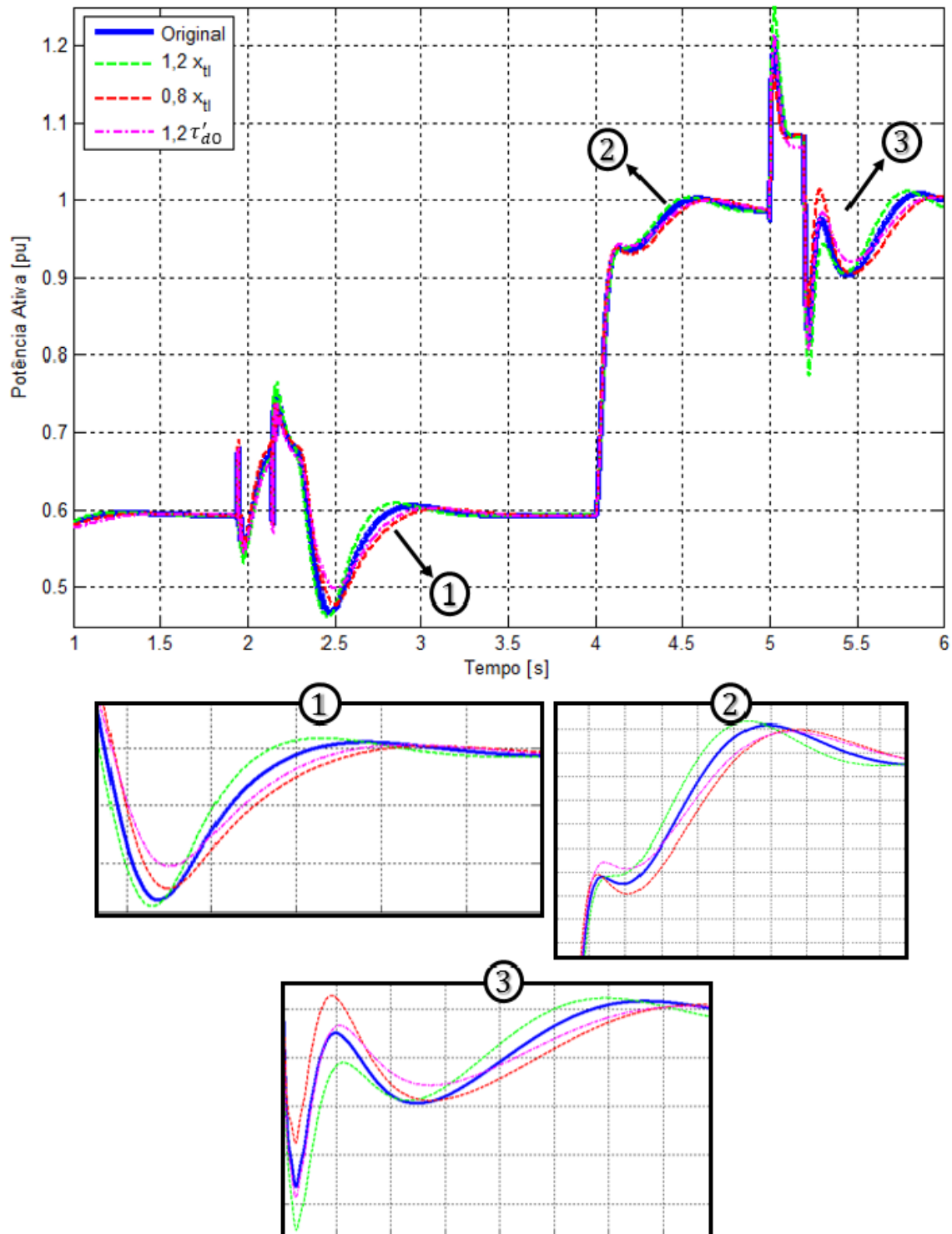


Figura 42: Sensibilidade da potência ativa aos parâmetros internos da máquina síncrona e da reatância de linha.

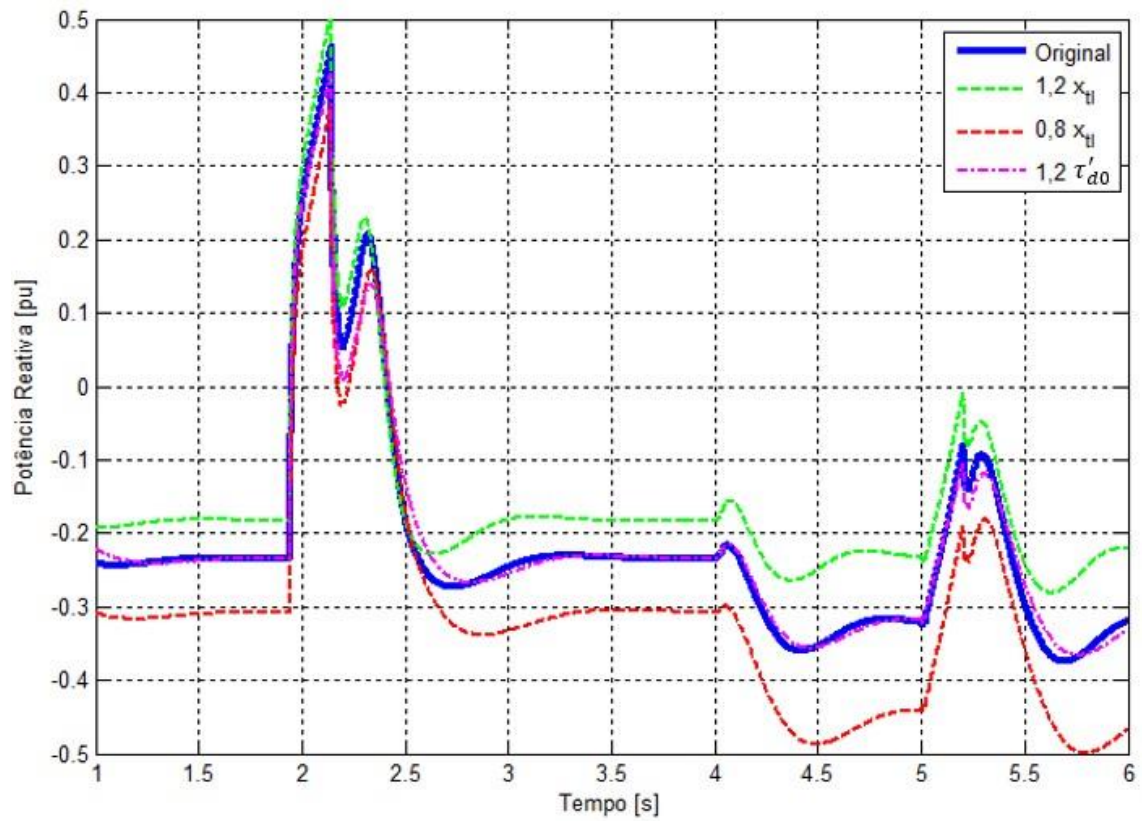


Figura 43: Sensibilidade da potência reativa aos parâmetros internos da máquina síncrona e da reatância de linha.

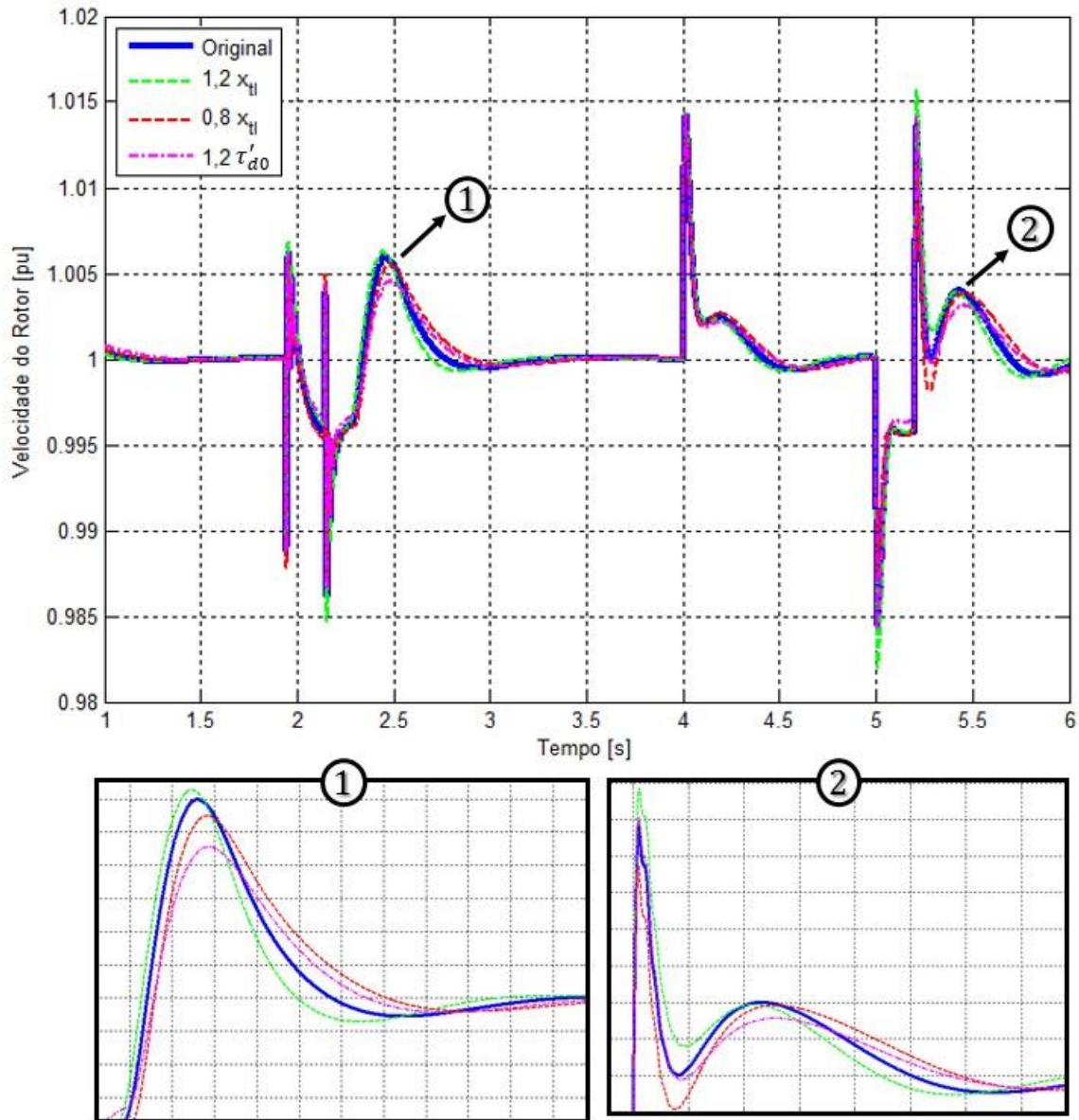


Figura 44: Sensibilidade da velocidade do rotor aos parâmetros internos da máquina síncrona e da reatância de linha.

Através das simulações, é perceptível a influência que a reatância x_{tl} produz sobre a resposta transitória do sistema. Deste modo, se o valor dessa grandeza não for corretamente conhecido ou mudar em razão de alterações na configuração do sistema de energia (como a perda de uma linha, por exemplo), o sistema pode não apresentar a resposta transitória desejada.

As Figuras 45, 46, 47 e 48 a seguir mostram os resultados de simulação para o VSG e para a Máquina Síncrona equivalente, quando o mesmo conjunto de parâmetros sintonizados é empregado. As respostas de ambas as simulações foram traçadas no mesmo gráfico a fim de permitir a comparação entre elas frente as perturbações.

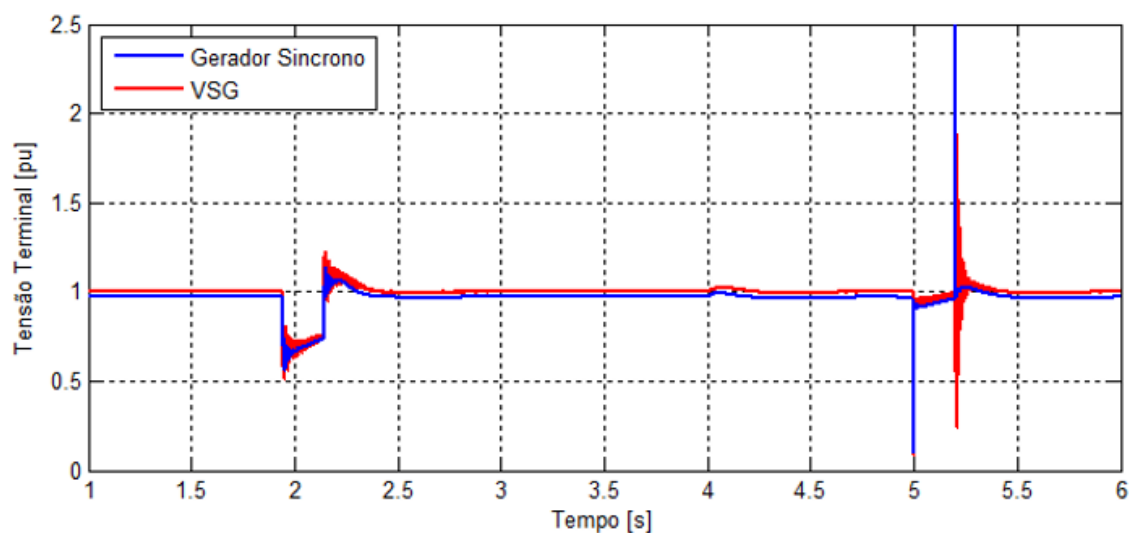


Figura 45: Comparação dos resultados de simulação da tensão terminal entre um VSG e uma máquina síncrona equivalente.

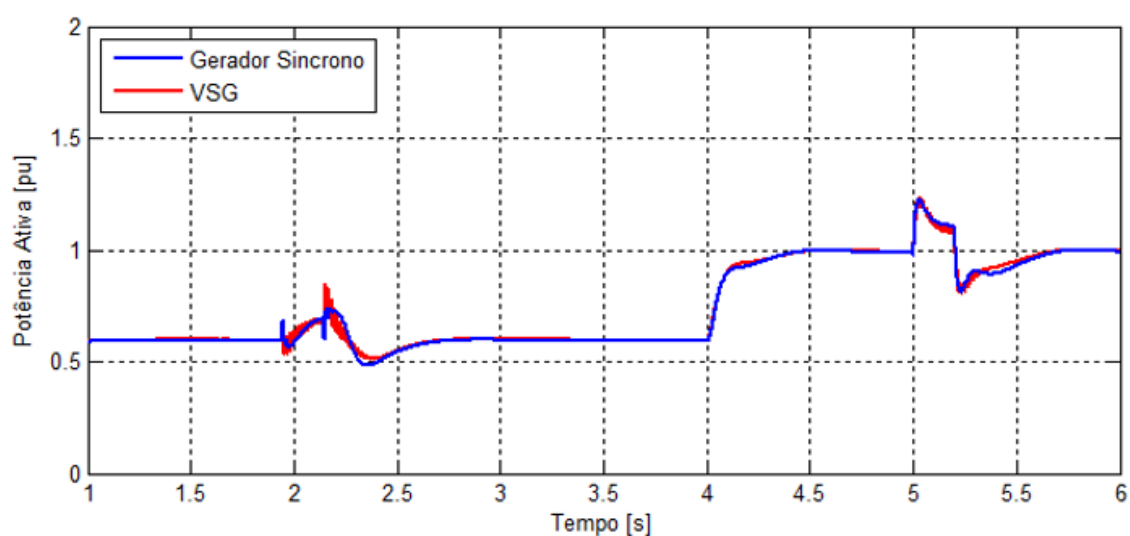


Figura 46: Comparação dos resultados de simulação da potência ativa entre um VSG e uma máquina síncrona equivalente.

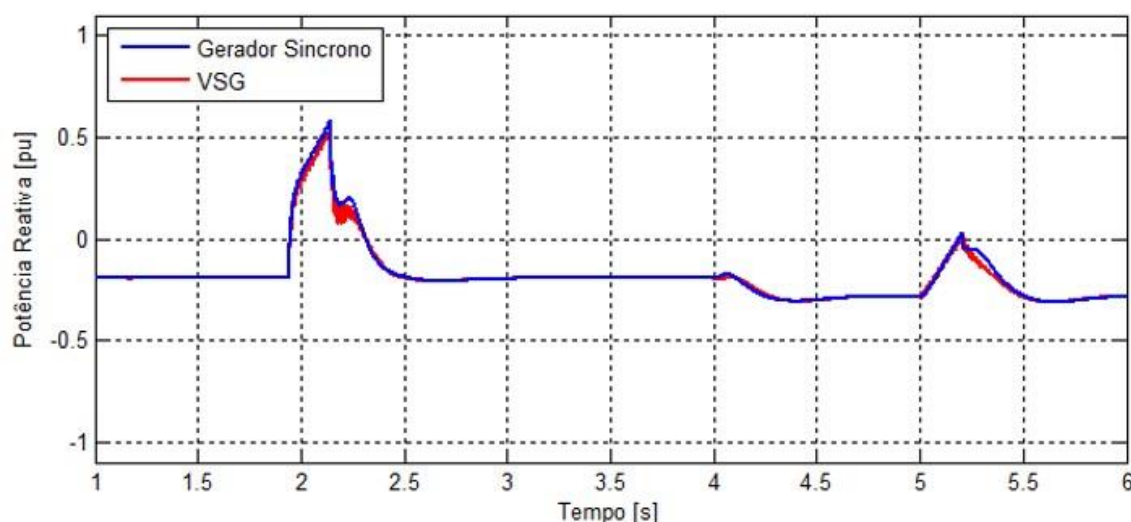


Figura 47: Comparação dos resultados de simulação da potência reativa entre um VSG e uma máquina síncrona equivalente.

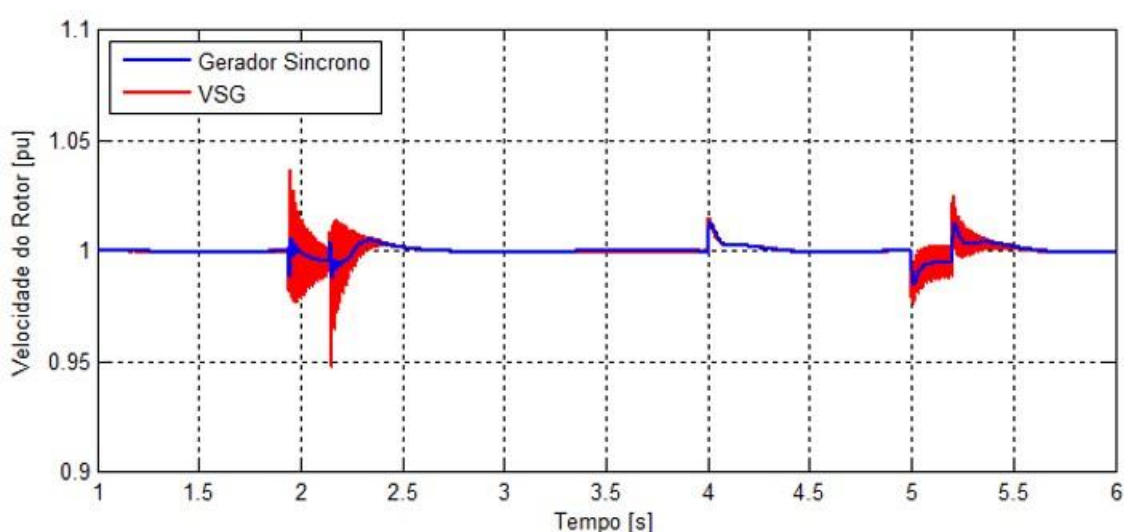


Figura 48: Comparação dos resultados de simulação da velocidade do rotor entre um VSG e uma máquina síncrona equivalente.

Os resultados presentes nas Figuras 45, 46, 47 e 48 indicam que os comportamentos do VSG e da máquina síncrona são equivalentes e que o inversor pode ser controlado como gerador síncrono. Quando as curvas do VSG e do gerador síncrono são comparadas, observa-se algumas pequenas divergências, que ocorrem em razão do VSG ter sido implementado com um modelo de ordem reduzida da máquina síncrona. Para a Figura 48, a diferença entre as duas respostas é mais notória, uma vez que a resposta do VSG é mais ruidosa e oscilatória do que a do gerador síncrono.

Portanto, o modelo de uma máquina síncrona pode ser considerada como uma boa aproximação para a sintonia do governador de velocidade e do sistema de excitação do VSG.

Sendo assim, os parâmetros obtidos a partir do projeto de controladores de um gerador síncrono podem aplicados a um VSG equivalente.

Capítulo 6: Conclusões

A determinação do modelo é um aspecto importante do projeto dos controladores, de modo que a sintonia do governador de velocidade e do sistema de excitação foi focada na dinâmica do processo. O modelo deve ser suficiente para descrever como o processo reage ao sinal de controle. Sendo assim, foram estudados modelos de diferentes complexidades a fim de avaliar os aspectos das dinâmicas transiente e de subtransiente que podem ser incluídos ou desprezados, dependendo do grau de complexidade e da precisão requeridos para reproduzir o comportamento de uma máquina síncrona. Como o objetivo deste trabalho está na implementação e controle de um VSG, foi adotado um modelo de 4ª ordem.

Este trabalho apresentou uma implementação de um VSG e os procedimentos para ajustar seus controladores de velocidade e tensão por meio da alocação dos pólos. Foi realizada uma comparação dos resultados de simulação entre os parâmetros obtidos a partir da metodologia de sintonia proposta com relação a outros conjuntos selecionados sem um projeto de controle adequado. Dessa forma, foi possível ressaltar a necessidade da sintonia do sistema de excitação e do governador de velocidade para alcançar a resposta transiente desejada. Demonstrou-se que as características de desempenho tais como tempo de resposta e sobressinal são melhoradas pela metodologia de sintonia proposta. Além disso, comprovou-se por simulações que a escolha de parâmetros sem um projeto adequado dos controladores pode levar a uma resposta lenta, de modo que o controlador pode não ser capaz de reagir aos distúrbios ou alcançar o novo ponto de operação em um tempo adequado. E que por outro lado, a seleção dos parâmetros para uma ação de controle mais agressiva, pode levar o sistema a uma resposta oscilatória, com sobressinal excessivo ou até mesmo para a instabilidade.

Portanto, foi possível estabelecer uma metodologia sistemática para sintonia dos controladores e alcançar as características de desempenho desejadas, baseando-se no modelo analítico da máquina síncrona. A sintonia do governador de velocidade e do sistema de excitação foi proposta anteriormente como trabalho futuro em [23] e é uma etapa fundamental da implementação do VSG, sem a qual a análise das contribuições proporcionadas pelo VSG poderia ficar comprometida. Muitas pesquisas relacionadas ao VSG estão voltadas para o estudo de diferentes topologias, para a análise da sua contribuição na estabilidade transitória da rede e até mesmo para a estimativa da sensibilidade dos seus controladores em relação aos parâmetros do sistema. Entretanto, pouquíssimas literaturas tratam sobre a sintonia dos controladores do VSG ou avaliam a estabilidade desse sistema quando conectado à rede.

Por fim, a validação do VSG apresentado foi obtida comparando a resposta no domínio do tempo entre um VSG e uma máquina síncrona equivalente quando submetidos as mesmas perturbações. Dessa forma, concluiu-se que um VSG pode reproduzir o comportamento de um gerador síncrono e que o modelo de uma máquina síncrona pode ser considerado como uma boa aproximação para a sintonia do governador de velocidade e do sistema de excitação de um VSG.

6.1 Sugestões para trabalhos futuros

Alguns tópicos pertinentes ficam com sugestão para trabalhos futuros:

- Desenvolvimento do VSG em bancada para verificação experimental de resultados;
- O estudo da sensibilidade paramétrica e os modos de operação críticos a partir do modelo matemático desenvolvido, com o propósito de estabelecer quais os parâmetros internos da máquina síncrona afetam mais significativamente a estabilidade do sistema e sua resposta transitória;
- A implementação de um controle PQ-constante para controle do inversor de frequência e sua comparação com o VSG, a fim de avaliar as suas contribuições para a estabilidade do sistema;
- A identificação recursiva da reatância de linha x_{tl} e a aplicação do método de alocação de pólos a cada iteração para ajustar os controladores de tensão e velocidade, de modo que o sistema em malha fechada atenda as especificações de resposta transitória.

Como

a sintonia depende dos parâmetros internos da máquina e da rede, através da identificação recursiva é possível obter os parâmetros do modelo atualizados e sintonizar o controlar, mesmo que haja mudanças durante a operação ou alguma alteração na configuração da rede.

Referências Bibliográficas

- [1] Piauí terá maior usina de energia solar da América Latina. Disponível em: <<http://ciclovivo.com.br/noticia/piaui-tera-maior-usina-de-energia-solar-da-america-latina>>. Acesso em: 03 maio 2017.
- [2] Keyhani, Ali, and Muhammad Marwali, eds. "Smart power grids 2011". Springer, 2012.
- [3] Salvatore D'Arco and Jon Are Suul, "Virtual synchronous machines—Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids." in PowerTech (POWERTECH), 2013 IEEE Grenoble, 2013.
- [4] Beck, Hans-Peter, and Ralf Hesse. "Virtual synchronous machine." Electrical Power Quality and Utilisation, 2007. EPQU 2007. 9th International Conference on. IEEE, 2007.
- [5] Yong Chen, R. Hesse, D. Turschner and H. P. Beck. "Improving the grid power quality using virtual synchronous machines." in Power engineering, energy and electrical drives (POWERENG), 2011 international conference on, 2011.
- [6] Salvatore D'Arco, Jon Are Suul and Olav B. Fosso. "Small-signal modelling and parametric sensitivity of a Virtual Synchronous Machine." in Power Systems Computation Conference (PSCC), 2014. IEEE, 2014.
- [7] D. Carletti, J. F. Fardin e L. F. Encarnação, "Desenvolvimento de um Gerador Síncrono Virtual", in IEEE/ IAS International Conference on Industry Applications, 2014.
- [8] Kundur, Prabha. "Power system stability and control". New York: McGraw-hill, 1994.
- [9] Machowski, Jan; BIALEK, Janusz; Bumby, Jim. "Power system dynamics: stability and control". John Wiley & Sons, 2011.

- [10] IEEE committee report, “Dynamic models for steam and hydro turbines in power system studies”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-92, No. 6, 1973, pp. 1904-1915.
- [11] IEEE Committee Report PES-TR1-2013, “Dynamic Models for Steam and Hydro Turbines in Power System Studies”
- [12] IEEE Std 421.5: IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies
- [13] Ogata, Katsuhiko; Leonardi, Fabrizio. “Engenharia de controle moderno”. Prentice Hall, 2003.
- [14] Kuo, Benjamin C. “Automatic control systems”. Prentice Hall PTR, 1995.
- [15] Nise, Norman S. “Control system engineering”, John Wiley & Sons. Inc, New York, 2011.
- [16] COELHO, Antonio Augusto Rodrigues; Dos Santos Coelho, Leandro. “Identificação de sistemas dinâmicos lineares”. 2004.
- [17] De Campos, Mario Cesar M. Massa; Teixeira, Herbert CG. “Controles típicos de equipamentos e processos industriais”. Edgard Blücher, 2006.
- [18] Saidy, M.; Hughes, F. M. “Block diagram transfer function model of a generator including damper windings”. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, v. 141, n. 6, p. 599-608, 1994.
- [19] Ugalde Loo, Carlos Ernesto et al. “Synchronous generators modeling and control using the framework of individual channel analysis and design: part 1”. International Journal of Emerging Electric Power Systems, v. 8, n. 5, 2007.
- [20] Ugalde Loo, C. E. et al. “Synchronous generators control: From the traditional perspective to the ICAD framework”. In: Proceedings of the International Conference Control 2006. 2006.

- [21] Åström, Karl Johan; Hägglund, Tore. "PID controllers: theory, design, and tuning". 1995.
- [22] Åström, Karl J.; Wittenmark, Björn. "Computer-controlled systems: theory and design". Courier Corporation, 2013.
- [23] Carletti, D.; Desenvolvimento e Aplicação de um Gerador Síncrono Virtual para o Controle de Inversores na Geração Distribuída. Dissertação de Mestrado, UFES, Vitória, 2015.
- [24] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and A. Dell'Aquila, "A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping." in Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting, vol. 3, pp. 1552-1557, October 2003.
- [25] Mohan, N., Undeland, T., and Robbins, W., Power Electronics, 3rd Ed. New York: John Wiley and Sons, 1995.
- [26] Rashid, Muhammad H. Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações. Makron, 1999.
- [27] De la Rosa, Francisco. Harmonics and power systems. Boca Raton: CRC press, 2006.

Apêndice A: Coeficientes e Funções de Transferência para o Modelo do Gerador Síncrono no Domínio de Laplace

$$K_1 = \frac{V_{\infty d0}^2}{X_d'' + X_{tl}} + \frac{V_{\infty q0}^2}{X_q'' + X_{tl}} - I_{q0} \cdot V_{\infty d0} + I_{d0} \cdot V_{\infty q0} \quad (\text{A.1})$$

$$K_2 = \frac{V_{\infty d0}}{X_d'' + X_{tl}} \quad (\text{A.2})$$

$$K_{2d} = \frac{V_{\infty q0}}{X_q'' + X_{tl}} \quad (\text{A.3})$$

$$K(s) = \frac{1}{D(s)} \cdot (1 + \tau_d'' \cdot s)(X_d'' + X_{tl}) \quad (\text{A.4})$$

$$\frac{K(s)}{D(s)} = \frac{V_{\infty d0}}{d} [(X_d - X_d'') + \{ (X_d' - X_d'')\tau_d' + (X_d - X_d')\tau_d'' \}] \quad (\text{A.5})$$

$$D(s) = \tau_d' \cdot \tau_d'' \cdot s^2 (X_d'' + X_{tl}) + \quad (\text{A.6})$$

$$+ [\tau_d'' \{ (X_d'' + X_{tl}) + (X_d - X_d') \} + \tau_d' (X_d' + X_{tl})] s + (X_d + X_{tl})$$

$$K_{4d}(s) = \frac{C_{4d}}{1 + \tau_q'' \cdot s}, \text{ onde } C_{4d} = \left(\frac{X_q - X_q''}{X_q'' + X_{tl}} \right) \cdot V_{\infty q0} \quad (\text{A.7})$$

$$K^5 = \left[\frac{E_{t0}}{E_0} \cdot \frac{X_q'' \cdot V}{X_q'' + X_{tl}} - \frac{E_{t0}}{E_0} \cdot \frac{X_q'' \cdot V}{X_q'' + X_{tl}} \right] \quad (\text{A.8})$$

$$K_6 = \left[\frac{E_{t0}}{E_0} \cdot \frac{X_{tl}}{X_d'' + X_{tl}} \right] \quad (\text{A.9})$$

$$K_{6d} = \left[\frac{E_{t0}}{E_0} \cdot \frac{X_{tl}}{X_q'' + X_{tl}} \right] \quad (\text{A.10})$$

$$\tau_q'' = \left(\frac{X_q'' + X_{tl}}{X_q'' + X_{tl}} \right) \tau_q'' \quad (\text{A.11})$$

Apêndice B: Produção Científica

Durante a realização deste trabalho, o seguinte artigo foi aprovado em congresso científico:

- Artigo: *A Virtual Synchronous Machine Implementation and a Tuning Strategy for its Excitation and Governing Systems*
- Situação: Artigo apresentado no VI Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE, realizado em Natal, Rio Grande do Norte, no período de 22 a 25 de maio de 2016.

Apêndice C: Medidas de Corrente e Tensão no Inversor

Na abordagem adotada no texto, foram mostrados os resultados de simulação do ponto de vista do gerador síncrono virtual. Neste Apêndice serão apresentadas as medidas de tensão e corrente realizadas na após o filtro LCL, na interface do inversor com a rede.

Devido as componentes harmônicas geradas pela ação de chaveamento, a corrente na saída do conversor não é perfeitamente senoidal. O filtro LCL foi projetado para eliminar as componentes na faixa de 10kHz geradas pelo chaveamento do inversor. Embora o filtro consiga suprimir as componentes nessa faixa de frequência, é possível identificar uma distorção harmônica durante os eventos de afundamento de tensão em $t = 2$ s, na mudança da referência de potência ativa em $t = 4$ s e durante o curto-circuito trifásico em $t = 5$ s. A taxa de distorção harmônica (THD) quantifica a distorção presente em uma forma de onda com relação a uma forma de onda senoidal e será empregado para mensurar o conteúdo harmônico injetado na rede pelo inversor[27].

Nas Figuras C1 e C2 são apresentadas as medidas de corrente e tensão realizadas na interface da rede, após o filtro LCL. As Figuras C3 e C4 apresentam a magnitude instantânea das componentes harmônicas presentes das curvas de tensão e corrente no ponto de conexão com a rede. E por fim, em C5 e C6 são explicitadas as taxas de distorção harmônica de corrente e tensão em função do tempo.

Observa-se então que o filtro LCL consegue filtrar o conteúdo harmônico gerado pela técnica de chaveamento utilizada, porém existe uma pequena taxa de distorção harmônica durante as perturbações que ocorrem na rede, quando os sinais transitórios e subtransitórios apresentam componentes harmônicas para as quais o filtro não foi projetado.

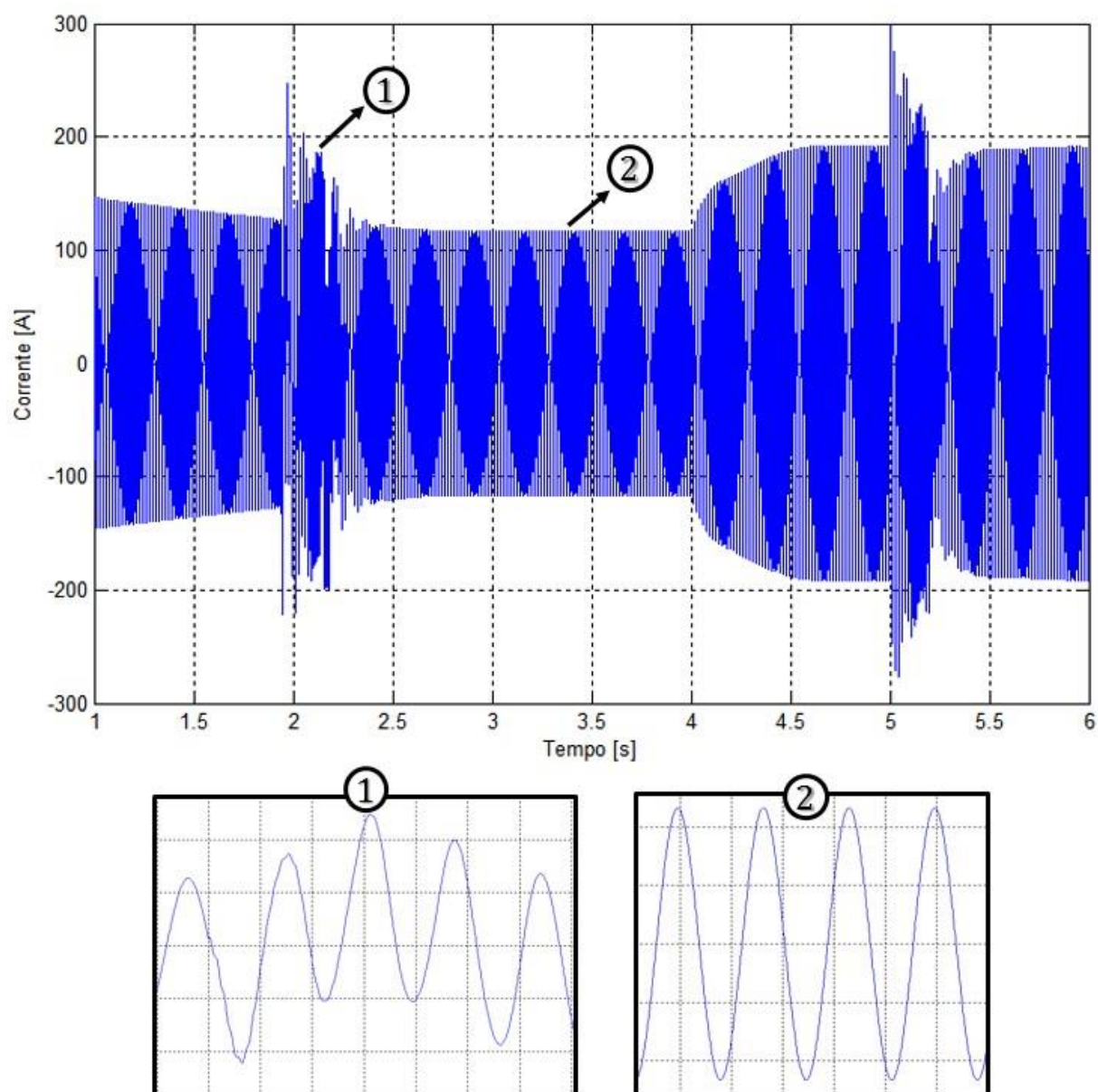


Figura C1: Corrente filtrada medida na interface do conversor com a rede.

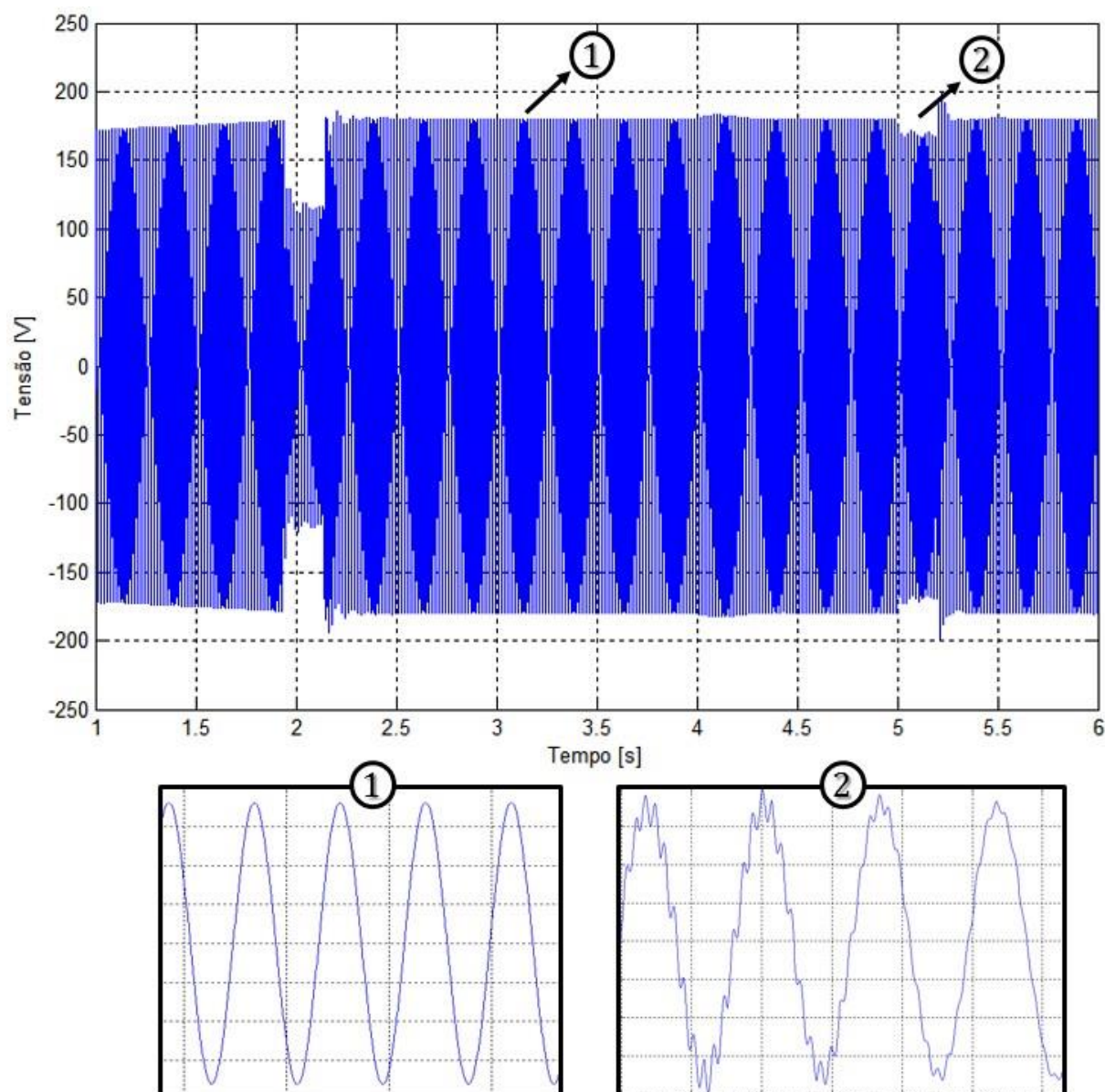


Figura C2: Tensão filtrada medida na interface do conversor com a rede.

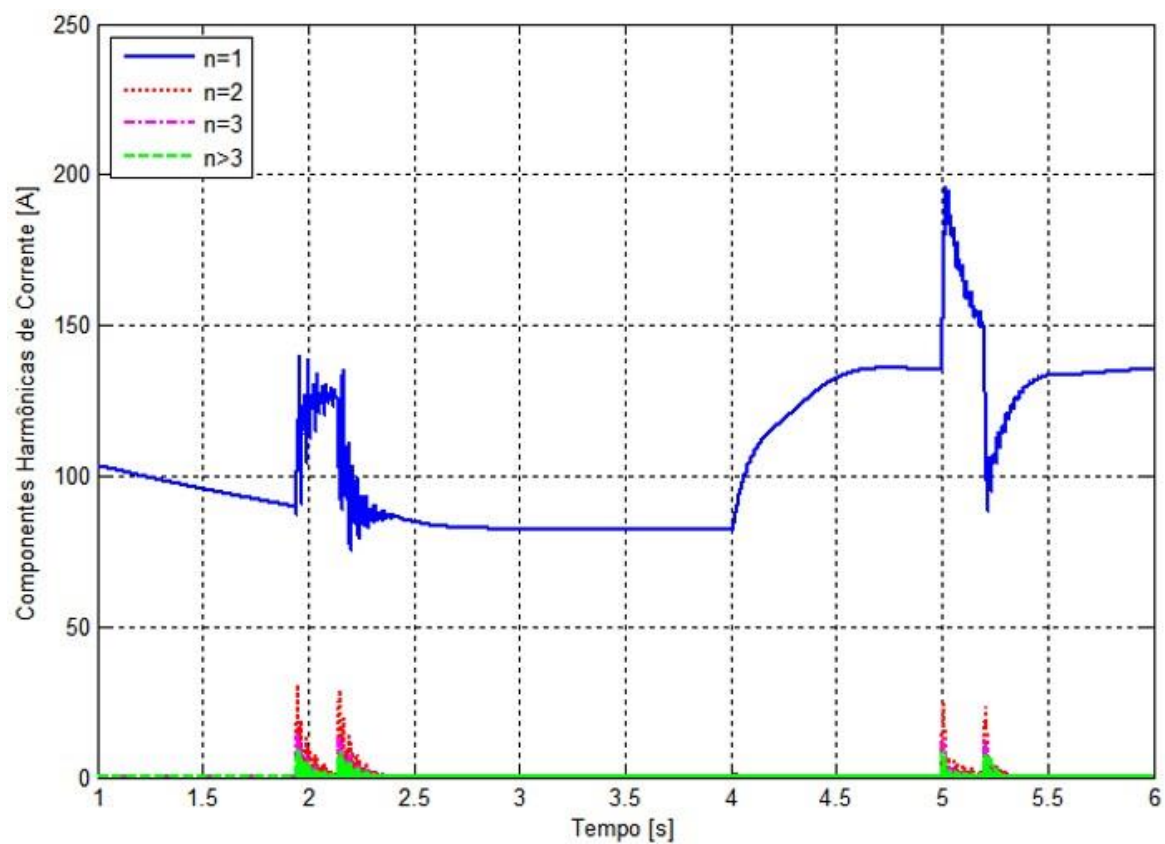


Figura C3: Conteúdo harmônico da corrente.

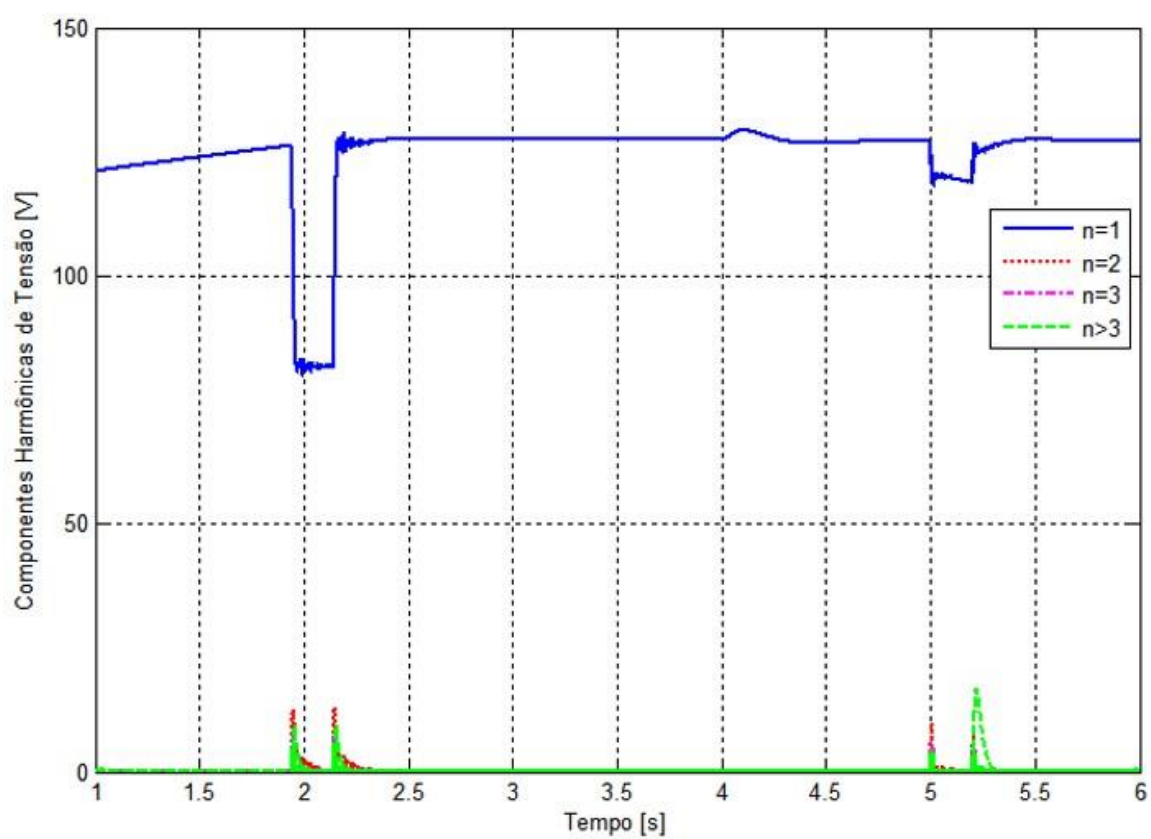


Figura C4: Conteúdo harmônico da tensão.

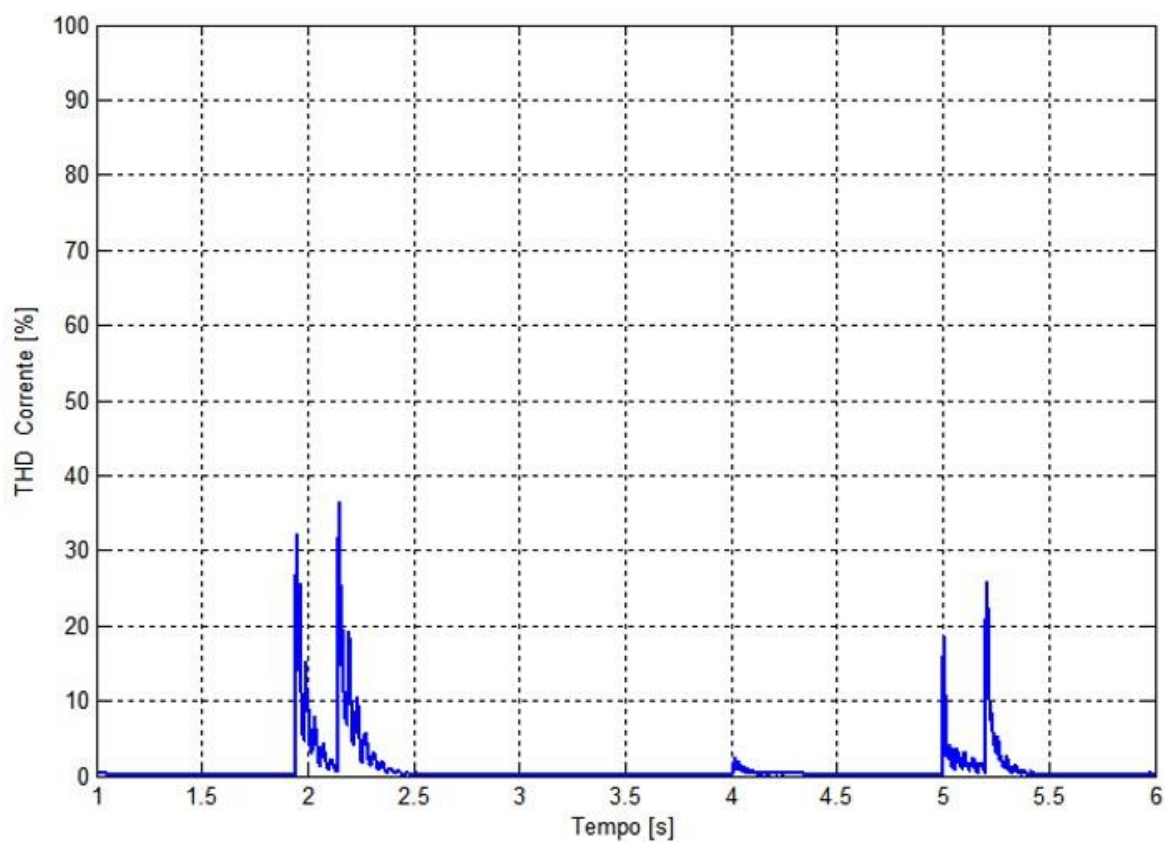


Figura C5: Taxa de distorção harmônica da corrente.

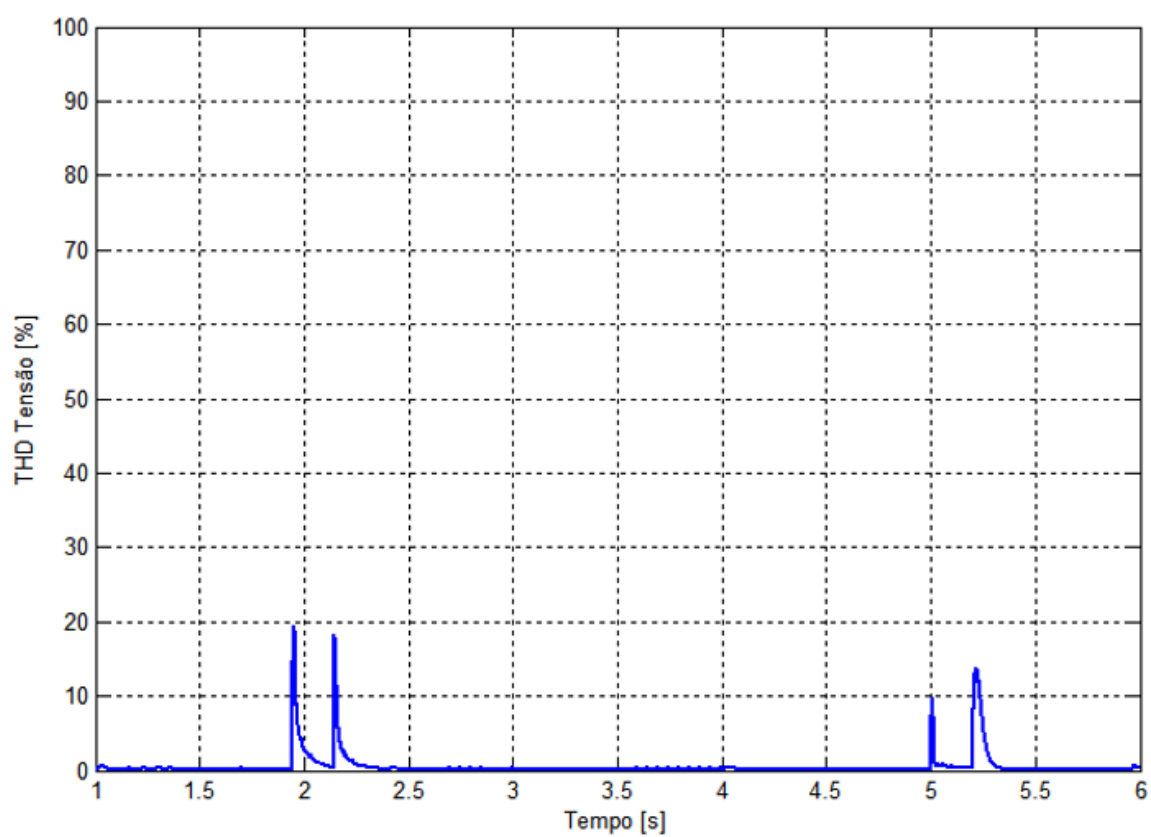


Figura C6: Taxa de distorção harmônica da tensão.